

UNIVERSIDAD DE CUENCA



FACULTAD DE INGENIERIA

ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES

“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CONVERTIDOR DE POTENCIA PARA LUMINARIAS TIPO LED”

TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

Autores:

Brian Andrés Loza Ortega

C.I: 0105495402

Edgar Josué Pacheco Chérrez

C.I: 0301946570

Director:

Ing. Luis Gerardo González Morales, Ph.D.

C.I: 1729711059

CUENCA – ECUADOR
2017



Universidad de Cuenca

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez



Resumen

En general, la evolución de los sistemas de iluminación ha tenido como objetivo mejorar su eficiencia y alargar su vida útil. Gracias a las principales ventajas de la tecnología LED, se ha logrado cumplir dichos objetivos y obtener sistemas de iluminación de mejor calidad. Para las luminarias LED se necesita de un driver (convertidor de potencia) que brinde una adecuada energía de alimentación.

Este trabajo de titulación presenta el diseño y construcción de un convertidor de potencia para aplicaciones de driver de luminarias residenciales del tipo LED de 6W. Para el diseño del driver, se elige la topología Flyback en modo de conducción discontinua (MCD) con modo de control de corriente usando el circuito integrado FT833B12. Además se realiza un estudio de las principales pérdidas del driver diseñado para su respectivo análisis de eficiencia, estableciendo una comparación de rendimiento a través de herramientas de simulación, análisis analítico de pérdidas y medidas experimentales. De la misma manera, se desarrolla un estudio de pérdidas de energía mediante un análisis térmico observando el calentamiento de los componentes usados en el driver diseñado.

También, se implementa un protocolo de pruebas, comparando eficiencia y distorsión total de armónicos de corriente (THDi) entre el prototipo del driver diseñado y 2 drivers LED comerciales; teniendo como resultados que el driver diseñado es 2% más eficiente y presenta un THDi menor en promedio del 10.13% en comparación con los 2 drivers comerciales.

Palabras claves: Convertidor de potencia DC-DC, control de corriente, eficiencia de energía, análisis de rendimiento, distorsión total de armónicos.



Universidad de Cuenca

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez



Abstract

In general, the evolution of lighting systems has aimed to improve its efficiency and lengthen its useful life. Thanks to the main advantages of LED technology, these objectives have been achieved and better lighting systems have been obtained. For LED luminaires you need a Driver (power converter) that provides the right energy to the luminaire.

For this titling work the design and construction of a power converter for 6W LED residential luminaire driver applications is presented. For the driver design, the Flyback topology was chosen in discontinuous driving mode (MCD) and a current control mode via the FT833B12 integrated circuit. In addition, a study of the main driver losses designed for their respective efficiency analysis was carried out, establishing a comparison of performance through simulation tools, analytical losses analysis and experimental measures. Also, a study of energy losses was carried out by means of a thermal analysis with which the heating of the components used in the designed driver was observed.

Also, a test protocol was implemented, in which comparative tests of efficiency and total harmonic distortion of current (THDi) between the prototype of the designed driver and 2 commercial LED drivers, with results that the driver designed is 2% more efficient and has a lower THDi in average of 10.13% compared to the 2 commercial drivers.

Keywords: DC-DC power converter; current control; energy efficiency; performance analysis; total harmonic distortion.



Universidad de Cuenca

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez



Índice General

Resumen	3
Abstract.....	5
Agradecimientos.....	23
Agradecimientos.....	25
Dedicatoria	27
Dedicatoria	29
1. Introducción	31
1.1 Introducción	31
1.2 Descripción del Problema	32
1.3 Objetivos	32
1.3.1 Objetivo General	32
1.3.2 Objetivos Específicos.....	32
2. Revisión Bibliográfica.....	33
2.1 Descripción de luminarias LED	33
2.2 Tipos de Convertidores de Potencia DC-DC	38
2.2.1 Convertidor Buck (reductor)	39
2.2.2 Convertidor Boost (elevador)	43
2.2.3 Convertidor Buck-Boost.....	47
2.2.4 Convertidor Flyback.....	49
2.2.5 Convertidor Forward	53
2.3 Ventajas y desventajas de convertidores de potencia	56
3. Convertidor con Topología Flyback	57
3.1 Introducción	57
3.2 Modos de operación del Flyback	57
3.3 Parámetros de diseño de un convertidor Flyback MCD	59



4. Consideraciones experimentales del diseño.....	63
4.1 Introducción	63
4.2 Dimensionamiento de Componentes	64
4.3 Simulación	68
4.4 Diseño de Placa	73
5. Desempeño Teórico	79
5.1 Introducción	79
5.2 Pérdidas en semiconductores	79
5.2.1 FTT833B12	79
5.2.2 Diodo D1 (MUR1100E)	80
5.3 Pérdidas en el transformador	81
5.3.1 Pérdidas de bobinado primario.....	81
5.3.2 Pérdidas de bobinado secundario	82
6. Desempeño experimental del driver LED	85
6.1 Introducción.....	85
6.2 Pruebas Experimentales	85
6.2.1 Transformador	85
6.3 Mediciones realizadas a drivers LEDs existentes en el mercado	90
6.3.1 Mediciones realizadas en el driver LED marca Eilum de 6W	91
6.3.2 Mediciones realizadas en el driver LED marca Ledex de 6W	92
6.4 Análisis de eficiencia y comparación con drivers comerciales.....	94
6.5 Distorsión Armónica Total THD	94
6.6 Análisis Térmico.....	97
6.6.1 Transformador	97
6.6.2 Diodo.....	98
7. Conclusiones	101
ANEXOS.....	103
ANEXO A. Datos Técnicos del Transformador EE19	103



ANEXO C. Prototipo Construido	107
ANEXO D. Tabla de cable AWG	111
ANEXO E. Medición de luminarias LED en Laboratorio de Micro Red de la Universidad de Cuenca	113
ANEXO F. Prototipos Realizados Antes del Final	115
Diferentes Tipos de Transformadores Construidos	115
ANEXO G. Análisis de costo estimado	117
 Bibliografía	 119



Universidad de Cuenca

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez



Índice de figuras.

Figura 1. LED DIP.	36
Figura 2. Tipos de LEDs SMD.	36
Figura 3. LED COB.	37
Figura 4. Medición realizada a LEDs de alta potencia.	38
Figura 5. Símbolo de conversor DC-DC.	39
Figura 6. Esquema de convertidor Buck.	40
Figura 7. Circuito equivalente de convertidor Buck con S (ON).	40
Figura 8. Circuito equivalente de convertidor Buck con S (OFF).	41
Figura 9. Voltaje y corriente del inductor V_L y I_L , respectivamente del convertidor Buck.	42
Figura 10. Esquema de convertidor Boost.	44
Figura 11. Circuito equivalente de convertidor Boost con S (ON).	44
Figura 12. Circuito equivalente de convertidor Boost con S (OFF).	45
Figura 13. Voltaje y corriente del inductor V_L y I_L , respectivamente del convertidor Boost.	46
Figura 14. Esquema de convertidor Buck-Boost.	47
Figura 15. Circuito equivalente de convertidor Buck-Boost con S (ON).	48
Figura 16. Circuito equivalente de convertidor Buck-Boost con S (OFF).	48
Figura 17. Voltaje y corriente del inductor V_L y i_L , respectivamente del convertidor Buck-Boost.	49
Figura 18. Esquema de convertidor Flyback.	50
Figura 19. Circuito equivalente de convertidor Flyback con S (ON).	50
Figura 20. Circuito equivalente de convertidor Flyback con S (OFF).	51
Figura 21. Corriente generada por inductancia magnetizante de convertidor Flyback.	52
Figura 22. Esquema de convertidor Forward.	53
Figura 23. Circuito equivalente de convertidor Forward con S (ON).	53
Figura 24. Circuito equivalente de convertidor Forward con S (OFF).	54
Figura 25. Voltaje y corriente del inductor V_L y i_L , respectivamente del convertidor Forward.	55
Figura 26. Diagrama de la topología Flyback.	57
Figura 27. Formas de Onda de corriente Flyback CCM y DCM.	58
Figura 28. Diagrama de bloques del integrado FT833B12D.	63
Figura 29. Circuito aplicación típica del FT833B12 [29].	64
Figura 30. Etapa de Rectificación.	65
Figura 31. Voltaje de Salida en la etapa de rectificación.	65
Figura 32. Esquema Puesta marcha del FT833B12.	66
Figura 33. Formas de Onda VCC.	66
Figura 34. Esquema del convertidor simulado en PSIM.	69



Figura 35. Formas de onda en la entrada.	69
Figura 36. FFT de la corriente de entrada.	70
Figura 37. Voltajes en los devanados del Transformador.	70
Figura 38. Corrientes en los devanados del transformador.	71
Figura 39. Formas de onda en el diodo.	71
Figura 40. Forma de onda de voltaje Drenador-Fuente.	72
Figura 41. Pulsos en el pin puerta del Mosfet.	72
Figura 42. Formas de onda en la salida del convertidor.	73
Figura 43. Esquema del prototipo de driver.	74
Figura 44. Separación mínima entre Pad y pista.	74
Figura 45. Ancho de pistas.	75
Figura 46. Vista de capa Bottom Layer de prototipo final.	76
Figura 47. Vista 3D de Top Layer.	76
Figura 48. Vista 3D de Bottom Layer.	77
Figura 49. Prueba realizada en el transformador.	85
Figura 50. Formas de onda en los devanados del transformador.	86
Figura 51. Voltaje en la salida del rectificador.	87
Figura 52. Voltaje en el diodo.	87
Figura 53. Voltaje Drenador-Fuente.	88
Figura 54. Voltaje en los devanados del transformador.	89
Figura 55. Formas de onda obtenidas del driver diseñado.	89
Figura 56. Formas de onda obtenidas a la salida del driver diseñado.	90
Figura 57. Protocolo de prueba.	91
Figura 58. Formas de onda obtenidas en la entrada del driver Eilum.	91
Figura 59. Formas de onda obtenidas en la salida del driver Eilum.	92
Figura 60. Formas de onda obtenidas en la entrada del driver Ledex de 6W.	93
Figura 61. Formas de onda obtenidas en la salida del driver Ledex de 6W.	93
Figura 62. Armónicos de la corriente en luminaria Eilum.	95
Figura 63. Armónicos de la corriente en luminaria Ledex.	95
Figura 64. Armónicos de la corriente en driver diseñado.	96
Figura 65. Imagen termográfica de Vista Superior del driver diseñado.	99
Figura 66. Imagen termográfica de Vista Inferior del driver diseñado.	99
Figura 67. Imagen termográfica de la Vista Lateral del driver diseñado.	99
Figura 68. Captura de la imagen termográfica del driver diseñado.	100



Índice de tablas.

Tabla 1. Datos de lámparas incandescentes [6].	33
Tabla 2. Datos de lámpara HID [6].	33
Tabla 3. Datos de lámpara fluorescente tubular [6].	34
Tabla 4. Datos de lámpara fluorescente compacta [6].	34
Tabla 5. Datos de LED de potencia [6].	34
Tabla 6. Ventajas y desventajas de tipos de luminarias [6].	35
Tabla 7. Ventajas de convertidores aislados y no aislados.	56
Tabla 8. Desventajas de convertidores aislados y no aislados.	56
Tabla 9. MCD vs MCC.	58
Tabla 10. Recomendación V_R para Mosfet [16].	62
Tabla 11. Características Eléctricas MB10M.	64
Tabla 12. Análisis de Rendimiento.	94
Tabla 13. Valor de los armónicos y THDi de los drivers.	96
Tabla 14. Estimación de Costos al construir 1000 unidades. Precios referenciales de www.alibaba.com	117
Tabla 15. Estimación de Costos al construir 1000 unidades. Precios referenciales de www.digikey.com	118



Universidad de Cuenca

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez



Universidad de Cuenca
Clausula de propiedad intelectual

Brian Andrés Loza Ortega, autor del Trabajo de Titulación “Diseño y construcción de un convertidor de potencia para luminarias tipo led”, certifico que todas las ideas, opiniones y contenidos expuestos en la presente investigación son de exclusiva responsabilidad de su autor.

Cuenca, Mayo 2017.

Brian Andrés Loza Ortega

C.I: 0105495402



Universidad de Cuenca

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez



Universidad de Cuenca
Clausula de propiedad intelectual

Edgar Josué Pacheco Chérrez, autor del Trabajo de Titulación “Diseño y construcción de un convertidor de potencia para luminarias tipo led”, certifico que todas las ideas, opiniones y contenidos expuestos en la presente investigación son de exclusiva responsabilidad de su autor.

Cuenca, Mayo 2017.

Edgar Josué Pacheco Chérrez

C.I: 0301946570



Universidad de Cuenca

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez



Universidad de Cuenca
Clausula de derechos de autor

Brian Andrés Loza Ortega, autor del Trabajo de Titulación “Diseño y construcción de un convertidor de potencia para luminarias tipo led”, reconozco y acepto el derecho de la Universidad de Cuenca, en base al Art. 5 literal c) de su Reglamento de Propiedad Intelectual, de publicar este trabajo por cualquier medio conocido o por conocer, al ser este requisito para la obtención de mi título de Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones. El uso que la Universidad de Cuenca hiciere de este trabajo, no implicará afección alguna de mis derechos morales o patrimoniales como autor.

Cuenca, Mayo 2017.

Brian Andrés Loza Ortega

C.I: 0105495402



Universidad de Cuenca

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez



Universidad de Cuenca
Clausula de derechos de autor

Edgar Josué Pacheco Chérrez, autor del Trabajo de Titulación “Diseño y construcción de un convertidor de potencia para luminarias tipo led”, reconozco y acepto el derecho de la Universidad de Cuenca, en base al Art. 5 literal c) de su Reglamento de Propiedad Intelectual, de publicar este trabajo por cualquier medio conocido o por conocer, al ser este requisito para la obtención de mi título de Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones. El uso que la Universidad de Cuenca hiciere de este trabajo, no implicará afección alguna de mis derechos morales o patrimoniales como autor.

Cuenca, Mayo 2017.

Edgar Josué Pacheco Chérrez

C.I: 0301946570



Universidad de Cuenca

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez



Agradecimientos

Primero quiero agradecer a nuestro director de tesis, Ing. Luis González quien nos brindó su apoyo a pesar de los inconvenientes que se presentaron a lo largo del desarrollo de esta tesis y por todos sus consejos que compartió con nosotros desde que fue nuestro profesor hasta la culminación de este trabajo de titulación.

A nuestro amigo laboratorista, Francisco Sánchez (Panchito) por todos los momentos en que nos ayudó en todos los proyectos de la universidad, así como también en el desarrollo de esta tesis y en especial por su sincera amistad.

A mi compañero de tesis Josué, por todo el trabajo y sacrificio que tuvimos que hacer para lograr este objetivo tan importante en nuestras vidas.

A mi papá y a mi mamá por todo el apoyo, consejos y palabras de aliento en los momentos más difícil que tuve durante mis estudios. A mi hermano por la comprensión y por su apoyo, sé que también estuviste empujándome para que cumpla con esta meta de mi vida.

A mis tíos, tías, primos, primas, abuelitos y abuelita que me animaron en todo momento y por sus palabras de apoyo y sabios consejos.

A Angie por todo el apoyo, comprensión que tuviste conmigo y por todo el tiempo que me acompañaste tanto en buenos momentos como también en los malos. Y a mis amigos que compartimos un montón de momentos felices y tristes. Todo el esfuerzo que pusimos en juego ha sido compensado. ¡Lo logramos!

Brian Andrés Loza Ortega



Universidad de Cuenca

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez



Agradecimientos

A Dios nuestro ser supremo por permitirme la vida y darme la fortaleza para seguir mis sueños.

A mis Padres, hermanos, abuelitos y demás familiares que me apoyaron en este camino.

A mi director de tesis Ing. Luis González por ser la guía en este proyecto de titulación, por sus conocimientos y consejos, a mi compañero de tesis Brian ya que esto es un trabajo conjunto.

A mis maestros que en lo largo de toda la carrera nos han transmitido sus conocimientos y nos han formado como personas.

A mis amigos y compañeros por compartir este camino.

A la querida Universidad de Cuenca por facilitarnos los equipos del laboratorio y por permitirnos recibir una educación de calidad.

Josué

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez



Universidad de Cuenca

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez



Dedicatoria

Esta tesis se la dedico en primer lugar a Dios. Con su ayuda todo esto fue posible dándome fuerza y constancia en los momentos difíciles que se presentaron en esta etapa de mi vida.

En segundo lugar a mis padres, con todo el apoyo y sacrificio que tuvieron que hacer para ayudarme con este objetivo de vida. Gracias por todo, son los mejores padres.

A mi abuelito Guillermo. Me hubiese encantado que estuvieras en estos momentos y sé que debes estar orgulloso. Gracias por tus consejos que me diste y por todo el apoyo que me brindaste desde el cielo.

A toda mi familia por los buenos deseos que tienen hacia mi persona.

Gracias por seguir acompañándonos abuelito José, esto era algo que quería compartir contigo eres el mejor abuelo.

Y a todos mis amigos que de una u otra forma me apoyaron. ¡Gracias totales!

Brian Andrés Loza Ortega



Universidad de Cuenca

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez



Dedicatoria

Este trabajo se lo dedico a mis padres ya que por ellos soy lo que soy hoy en día. Gracias por su apoyo, por sus consejos y por apoyarme a cumplir mis metas.

A mis hermanos, por los buenos y malos momentos compartidos juntos, por estar siempre presentes y por la unión de la familia.

A mis abuelitos por su tiempo, ayuda y por su apoyo incondicional que me han brindado durante este camino.

A mis tíos y toda mi familia en general por su apoyo y palabras de aliento.

A mis amigos y compañeros que con su amistad y risas hicieron más ligero el peso de la Universidad.

A la vida, por este hermoso don que nos permite superarnos día a día y luchar por nuestras metas.

Josué



Universidad de Cuenca

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez



1. Introducción

1.1 Introducción

Los sistemas de iluminación siempre van de la mano con el desarrollo de la civilización. Las fuentes de iluminación avanzan al mismo ritmo con el avance de la tecnología; la cual ha permitido mejorar las fuentes de luz artificial, al mejorar los materiales que se utilizan para su construcción y aumentar su eficiencia energética, siendo capaces de generar iluminación de mejor calidad y con una mayor vida útil. Con el pasar de los años se han desarrollado nuevas tecnologías cuya tendencia se enfoca a una mayor eficiencia y duración de los medios de iluminación artificial [6].

En los últimos años la tecnología LED ha tenido un crecimiento considerable en el área de la iluminación; en especial para el tipo de luminarias residenciales. El motivo del incremento de esta tecnología para sistemas de luminarias LED son por dos grandes ventajas: por una mayor eficiencia con respecto al manejo de la energía y eliminación de la presencia de materiales contaminantes como el mercurio; presente en las lámparas de alta intensidad de descarga (HID) [31].

En aplicaciones de luminaria LED, por lo general, se usan diferentes topologías de convertidores de potencia; dependiendo de muchos factores como: potencia de salida, voltaje de alimentación, la frecuencia y el ciclo de trabajo a la que está sometida el interruptor [32].

Los convertidores de potencia aplicados a cualquier tipo de luminarias LED comúnmente son llamados Driver. La señal de salida de un driver LED puede ser controlada por tensión o por corriente.

Con el fin de evitar cualquier tipo de distorsión en el sistema de distribución de red eléctrica; especialmente en los transformadores de alta potencia, algunos drivers LED poseen un circuito corrector de potencia (PFC Power Factor Correction por sus siglas en inglés). Los drivers para luminarias residenciales de baja potencia comúnmente no tienen un circuito PFC por las razones de que este representa mayores pérdidas afectando la eficiencia del driver, incrementa el tamaño, peso y costo del mismo [33].

En este trabajo de titulación se realiza el diseño y construcción de un driver para luminaria residencial tipo LED de 6W. La topología utilizada es la Flyback que es la más utilizada para este tipo de aplicaciones ya que es una topología de bajo costo, simple y tiene una relativa facilidad de implementación [16].



1.2 Descripción del Problema

Hoy en día, en el mercado ecuatoriano se presenta una gran variedad de conversores de potencia para luminarias de alumbrado de interiores tipo LED con tecnología foránea. Esto ha producido una alta dependencia de tecnología extranjera debido a la importación de productos y servicios para el procesamiento de energía. Por lo que la tecnología ecuatoriana no tiene un desarrollo avanzado y además tiene un progreso lento si se compara con otros países de América Latina.

Para tratar este problema en el país es necesaria la implementación de tecnologías nuevas y de alta eficiencia. Con la realización de este trabajo de titulación se busca aportar soluciones y reducir la dependencia extranjera por medio del desarrollo de tecnología nacional.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo General

Diseñar y construir un convertidor de potencia para aplicaciones de iluminación residencial tipo LED de 6W, para alumbrado de interiores de hogares.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Estudiar y comparar diferentes topologías de convertidores de potencia de los tipos aislados y no aislados.
- Seleccionar una topología específica para un convertidor de potencia que se utilizará como driver para una luminaria LED de 6W.
- Dimensionar y seleccionar los componentes para un convertidor de potencia que se utilizará como driver para una luminaria LED de 6W.
- Diseñar y construir un prototipo funcional para la aplicación deseada.

2. Revisión Bibliográfica

2.1 Descripción de luminarias LED

Los sistemas de iluminación han tenido varios cambios a lo largo de la historia. Con cada evolución de dichos sistemas se ha mejorado: su eficiencia, calidad, tamaño y costos. En los últimos años la tecnología LED presenta muchas ventajas en comparación con las demás tecnologías como lámparas incandescentes, lámparas fluorescentes, etc. Dichas ventajas entre otras son: bajo consumo energético, resistente a golpes y mayor tiempo de vida útil [6].

Entre la principal característica de una lámpara incandescente es que tan solo el 10% de la energía utilizada se destina para el fin principal que es la generación de luz visible [6]. En la Tabla 1 se presenta los datos de una lámpara incandescente la cual presenta una generación de 15lm/W y una vida útil de aproximadamente 1000 horas.

Lámpara incandescente	Generación (lm/W)	Temperatura de color* (K)	Vida útil (horas)	IRC**
	15	2850	1000	100

Tabla 1. Datos de lámparas incandescentes [6].

* Temperatura de color de una fuente de luz es la comparación de su color dentro del espectro luminoso con el de la luz que emitirá un cuerpo negro calentado a una temperatura determinada.

** Índice de rendimiento de color (IRC) describe como una fuente de luz hace que el color de un objeto aparezca a los ojos humanos y que las variaciones sutiles en tonos de color son reveladas.

Para una lámpara de descarga de alta intensidad (HID) la generación de luz visible mejora con respecto a las lámparas incandescentes (15%-25%), reduciendo la cantidad de calor emitido (50%), pero la desventaja de este tipo de luminarias es la producción de una fracción de luz ultravioleta (5%-20%) y con el resto de energía se producen señales infrarrojas (15%-20%) [6]. En la Tabla 2 se presentan los datos de una lámpara HID la cual en relación a la lámpara incandescente aumenta significativamente la generación de lúmenes por Watt, además de aumentar las horas de vida útil.

Lámpara HID	Generación (lm/W)	Temperatura de color* (K)	Vida útil (horas)	IRC**
	120	3000 – 4200	9000 - 16000	65 - 90

Tabla 2. Datos de lámpara HID [6].

Con una lámpara fluorescente tubular genera solo un 20% de luz visible, pero a diferencia de la lámpara HID, esta no genera luz ultravioleta [6]. La Tabla 3 presenta los datos de una lámpara fluorescente tubular, este tipo de lámpara entre algunas de sus características, presenta una generación de 100 lm/W además que su vida útil puede ser de hasta 30000 horas.

Lámpara Fluorescente Tubular	Generación (lm/W)	Temperatura de color* (K)	Vida útil (horas)	IRC**
	100	3200 - 6300	7500 - 30000	50 - 95

Tabla 3. Datos de lámpara fluorescente tubular [6].

Presentando mejoras significativas, las lámparas fluorescentes compactas producen 30% de luz visible, pero una pequeña desventaja de este tipo de luminarias es que producen un 0.5% de luz ultravioleta [6]. En la Tabla 4 se presentan los datos de la lámpara fluorescente compacta, entre sus principales características se observa que este tipo de lámpara tiene una generación de 80 lm/W y puede tener una vida útil hasta de 15000 horas.

Lámpara Fluorescente Compacta	Generación (lm/W)	Temperatura de color* (K)	Vida útil (horas)	IRC**
	80	3000 – 6500	6000 - 15000	80

Tabla 4. Datos de lámpara fluorescente compacta [6].

La última tecnología analizada en este capítulo es la tecnología LED. En la Tabla 5 se presentan los datos de la luminaria LED de potencia, entre sus principales características se puede destacar que este tipo de luminaria tiene una generación de 75 lm/W y este puede alcanzar una vida útil de hasta 100000 horas que es superior a los anteriores tipos de luminaria que se analizaron previamente.

LED de potencia	Generación (lm/W)	Temperatura de color* (K)	Vida útil (horas)	IRC**
	75	5500	500000 - 100000	> 90

Tabla 5. Datos de LED de potencia [6].

En la Tabla 6, se muestra la comparación de las distintas opciones que hay disponibles hoy en día para la generación de luz visible.

	Ventajas	Desventajas
Lámparas incandescentes	<ul style="list-style-type: none"> - Bajo costo - No necesita balastro - Máximo IRC 	<ul style="list-style-type: none"> - Baja eficiencia - Frágil a golpes - Baja vida útil
Lámparas HID	<ul style="list-style-type: none"> - Alta eficiencia - Larga vida útil 	<ul style="list-style-type: none"> - Frágil a golpes - Contiene sustancias tóxicas - Desgaste al encender y apagar
Lámparas fluorescentes	<ul style="list-style-type: none"> - Alta eficiencia - Larga vida útil 	<ul style="list-style-type: none"> - Frágil a golpes - Desgaste al encender y apagar
LED de potencia	<ul style="list-style-type: none"> - Alta eficiencia - Mayor vida útil - Resistente a golpes - No emite longitud de ondas dañinas - Tamaño reducido - Rápida respuesta de encendido/apagado - Emite luz blanca y de colores - Fácil de controlar y programar 	<ul style="list-style-type: none"> - Costo relativamente elevado - Requiere de suministro de corriente DC

Tabla 6. Ventajas y desventajas de tipos de luminarias [6].

De esta tabla, se deduce que con las ventajas que presenta la luminaria LED de potencia se creó la siguiente generación de luminarias LEDs, que es la combinación de módulos LEDs, equipos de control y en algunos casos sistemas de disparadores de calor para formar un sistema de iluminación [7]. Se puede destacar que:

Existen una gran variedad de tipos de luminarias LED, las cuales dependen del tipo de chip que está instalado en la luminaria [8] y se pueden clasificar de la siguiente forma:

- LEDs DIP.- tienen la forma de las lámparas incandescentes, siendo una de las primeras luminarias LED que se crearon ver Figura 1, y debido a la mejora tecnológica continua del sector, ya es una tecnología en desuso si se la compara con los LEDs SMD [8].



Figura 1. LED DIP.

- LEDs SMD, ver Figura 2 es un diodo emisor de luz de montaje superficial encapsulado en una resina para su uso en ambientes internos como en externos [8]. Estos LEDs en promedio proporcionan entre 60 – 70 lm/W, se pueden obtener una gran variedad de colores, con una ángulo de apertura de 360° y con una vida útil de 6 años.



Figura 2. Tipos de LEDs SMD.

De la figura antes mostrada se tiene que los modelos tienen las siguientes características:

3528.- para bajas potencias. Suelen agruparse en grandes cantidades para obtener buenos resultados [8].

5050.- está conformado por 3 LEDs 3528 [8].

5630.- LED SMD sucesor del 5050, pero con menor tamaño y mayor potencia [8].

- LEDs COB.- Ver Figura 3 por su siglas en inglés (Chip on Board), el chip está integrado en la placa base. Son LEDs de alta potencia con mayor eficiencia, 120 lm/W, IRC de 90% y ángulo de 175° [8].



Figura 3. LED COB.

Por las altas prestaciones que presentan los LEDs de alta potencia e incluso los LEDs de media potencia; estos dispositivos han sido utilizados desde algunos años para alumbrado residencial, público e industrial con gran aceptación.

Según la potencia de las luminarias LEDs, se requiere de un circuito que maneje dicha potencia de una forma óptima (Driver). Para los casos de alumbrado público e industrial las potencias de dichas luminarias son en promedio de 100 W [9-10]. Los drivers de potencias altas; que por lo general son usadas en la industria, están sujetos a estándares técnicos, donde se cumplen ciertas normas como por ejemplo: valores mínimos de PF y THD (Total Harmonic Distortion por sus siglas en inglés) [11]. Para cumplir con las normativas de PF y THD los drivers de luminarias LEDs de alta potencia emplean circuitos de corrección de factor de potencia (PFC) que tiene como objetivo reducir la distorsión armónica [10]. Esto con el fin de no perjudicar a las redes de distribución eléctrica.

En el caso de driver para luminarias residenciales, por ser drivers de baja potencia no es necesario por norma la implementación de circuitos PFC, ya que la implementación de estos en un driver de baja potencia conlleva a un incremento de peso del dispositivo, incremento del costo final del dispositivo e incluso a un mayor consumo de energía por parte del dispositivo y por lo tanto, una eficiencia menor a la esperada [12].

Pero uno de los problemas más comunes que afectan a la calidad de la energía en sistemas eléctricos de baja tensión es la deformación de la onda, fenómeno denominado “Distorsión Armónica”, problema que afecta tanto a las redes eléctricas de distribución como a los consumidores finales.

Para colocar un ejemplo en contexto: se analizan las luminarias del Laboratorio de Micro Red de la Universidad de Cuenca, ver ANEXO E. En el laboratorio se tiene 4 grupos de 6 luminarias de las mismas características, conectadas en paralelo que contienen LEDs de 120 W cada una.

La prueba que se realiza es obtener la forma de onda de la corriente de entrada a uno de los grupos de luminarias LEDs; obteniendo el siguiente resultado, ver Figura 4.

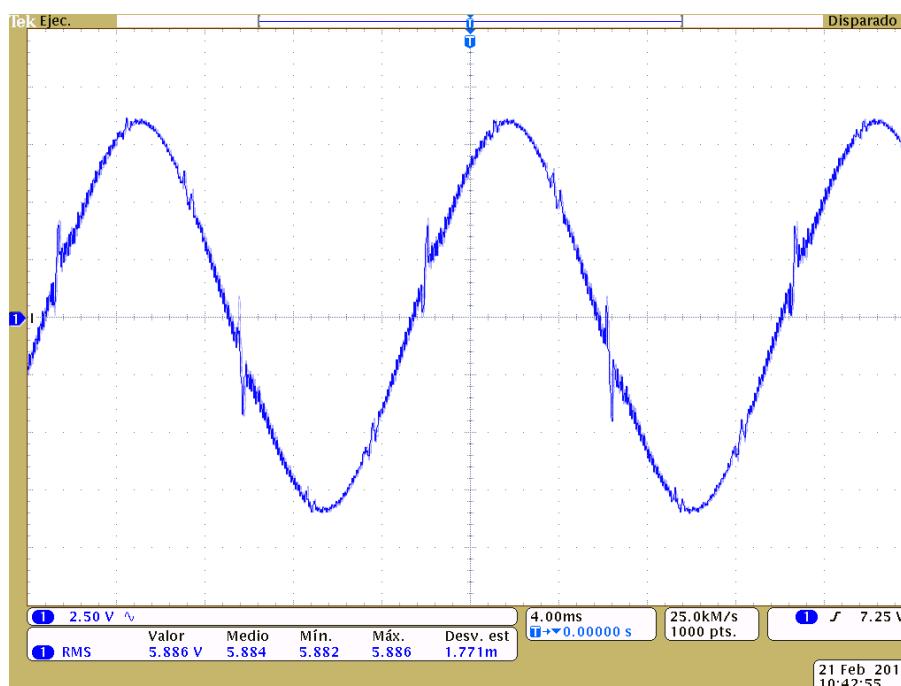


Figura 4. Medición realizada a LEDs de alta potencia.

En la Figura 4 se observa la corriente de entrada a uno de los grupos de luminarias LEDs que son 6 lámparas colocadas en paralelo; donde se puede observar su valor RMS. En cada uno de los cruces por ceros de la misma figura, se observa como una discontinuidad de la gráfica, lo cual es un comportamiento común en algunos circuitos de potencia con PFC.

2.2 Tipos de Convertidores de Potencia DC-DC

Un convertidor de potencia DC-DC es un circuito electrónico, que como su nombre lo indica convierte una energía DC a otra con características de voltaje y corriente distintas. En otras palabras, la señal de salida controlada (que puede ser voltaje o corriente) no depende de las variaciones de su fuente de energía o de la carga que se conecte al convertidor mediante una señal de control, en la Figura 5 se observa el símbolo de un conversor DC-DC.

Por lo general estos convertidores de potencia están compuestos por dispositivos de conmutación electrónica (diodos, transistores tipo Mosfets, transistores tipo IGBTs), elementos pasivos-activos (condensadores e inductores) y en algunos casos, por dispositivos aislados como transformadores [3].

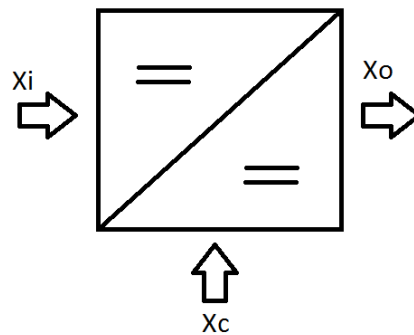


Figura 5. Símbolo de conversor DC-DC.

Los conversores DC-DC son usados ampliamente en suministros de energía DC controlada, control de motores eléctricos y cargadores de baterías ya que son circuitos con altas eficiencias y rápida respuesta dinámica [1-3].

Los convertidores de potencia DC-DC pueden estar compuestos por un elemento aislador comúnmente un transformador; de esta manera, los convertidores de potencia DC-DC se pueden clasificar en 2 tipos: aislados y no aislados, algunos de estos son:

- Buck (no aislado)
- Boost (no aislado)
- Buck-Boost (no aislado)
- Flyback (aislado)
- Forward (aislado)

2.2.1 Convertidor Buck (reductor)

En la Figura 6, S es un interruptor que podría ser un transistor tipo Mosfet o IGBT (dependiendo de la potencia y frecuencia que este diseñado el convertidor) y D es un diodo con características de conmutación rápida para mejorar el funcionamiento del convertidor.

V_{in} es el voltaje de entrada.

V_o es el voltaje de salida.

El voltaje de salida del convertidor presenta un voltaje de rizo que depende de la frecuencia de conmutación y de los valores de L y C [3].

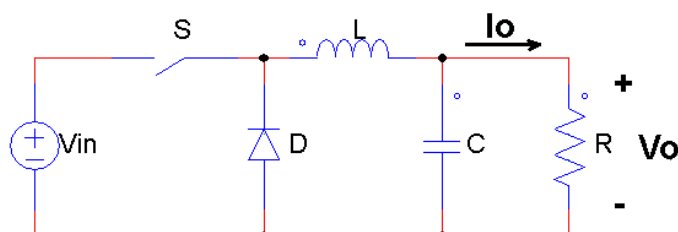


Figura 6. Esquema de convertidor Buck.

La corriente de salida dependerá de la carga conectada (R) y por medio de la ley de Ohm se tiene:

$$I_o = \frac{V_o}{R} \quad (2.1)$$

Principio de funcionamiento (MCC)

Para que el convertidor Buck de la Figura 6 funcione en modo de conducción continua (MCC) la corriente que circula por el inductor L siempre debe ser mayor a cero, caso contrario entraría en modo de conducción discontinua (MCD). En MCC, el esquema del circuito Buck variará dependiendo del estado del interruptor S (ON u OFF).

Análisis cuando el interruptor se encuentra cerrado $S \rightarrow ON$

El circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra activado se presenta en la Figura 7.

Considerando que:

$$V_o < V_i, \Delta V_o \approx 0V \text{ y } i_L > 0 \quad (2.2)$$

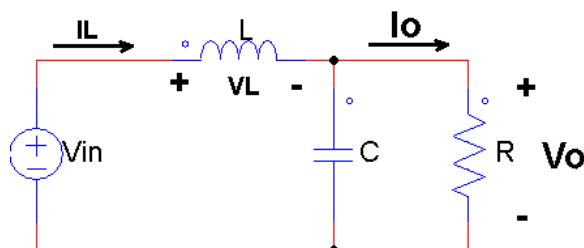


Figura 7. Circuito equivalente de convertidor Buck con S (ON).

El interruptor S está cerrado y el diodo D de la Figura 6 se polariza inversamente (abierto). La corriente del inductor L cumple las siguientes expresiones:

$$V_L(t) = V_i - V_o \quad (2.3)$$

$$V_L(t) = L \frac{di_L}{dt} < 0 \quad (2.4)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L} > 0 \quad (2.5)$$

Por medio de la ecuación (2.5) y las condiciones iniciales (2.2) se determina que la corriente del inductor no llega a ser igual a cero y que tienen un crecimiento lineal con una pendiente definida por la ecuación (2.5), siempre y cuando el condensador C sea lo suficientemente grande para que el voltaje de salida sea constante durante un periodo de conmutación [3].

Análisis cuando el interruptor se encuentra abierto $S \rightarrow OFF$

El circuito equivalente cuando el interruptor se encuentra en estado apagado se presenta en la Figura 8.

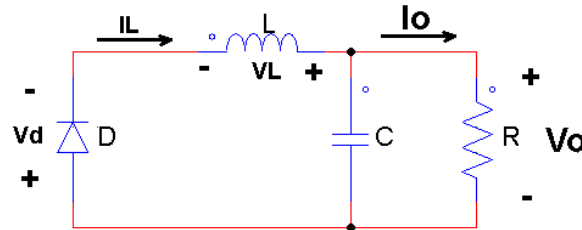


Figura 8. Circuito equivalente de convertidor Buck con S (OFF).

El interruptor S se abre y el diodo D se polariza directamente gracias a la corriente almacenada en el inductor L . Si se desprecia la caída de tensión en el diodo D , el comportamiento del inductor L cambia y cumple con las siguientes expresiones:

$$V_d(t) \approx 0 \approx V_L + V_o \quad \therefore \quad V_L(t) = -V_o \quad (2.6)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_o}{L} < 0 \quad (2.7)$$

Según la ecuación (2.7), la corriente del inductor L decrece linealmente con la pendiente de la misma ecuación, sin llegar a ser igual a cero para permanecer en MCC. En la Figura 9 se muestran las formas de onda del voltaje y corriente en el inductor del convertidor Buck.

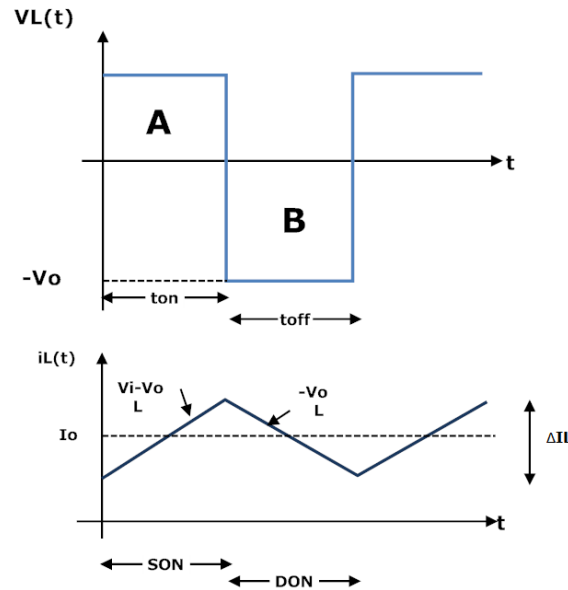


Figura 9. Voltaje y corriente del inductor (V_L) y (I_L), respectivamente del convertidor Buck.

De dicha figura, se determina que la variación de corriente en el inductor L tanto en el tiempo de encendido como en el tiempo de apagado del interruptor S deben ser iguales; todo esto en función del ciclo de trabajo D y del periodo de conmutación T_{SW} , por lo tanto:

$$\Delta I_{L_ON} = \frac{V_i - V_o}{L} D T_{SW} \quad (2.8)$$

$$\Delta I_{L_OFF} = \frac{V_o}{L} (1 - D) T_{SW} \quad (2.9)$$

Igualando las ecuaciones (2.8) y (2.9), se logra obtener la función de transferencia del convertidor Buck $\left(\frac{V_o}{V_i}\right)$:

$$\frac{V_i - V_o}{L} D T_{SW} = \frac{V_o}{L} (1 - D) T_{SW} \quad (2.10)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = D \quad \therefore \quad V_o = D V_i \quad (2.11)$$

Con la ecuación (2.11) y un ciclo de trabajo D (con valores entre 0 y 1), se puede comprobar que el convertidor Buck es un convertidor reductor. Si se considera que no existen pérdidas en todo el circuito y la ecuación (2.11), se obtiene las siguientes relaciones:

$$P_i = P_o \quad (2.12)$$

$$V_i I_i = V_o I_o \quad (2.13)$$

$$I_o = \frac{I_i}{D} \quad (2.14)$$

Observando la Figura 9, se determina que la corriente de salida I_o es la mitad de la variación de la corriente del inductor L , por lo tanto considerando un caso crítico en donde la corriente del mismo es muy cercano a cero [3], se tiene:

$$\Delta I_L = 2I_o \quad (2.15)$$

Teniendo en cuenta las ecuaciones (2.1) y (2.8), se obtiene la expresión que determina el valor mínimo del inductor L determinado por la ecuación (2.17).

$$\Delta I_L = \frac{2V_o}{R} = \frac{V_i - V_o}{L} D T_{sw} \quad (2.16)$$

$$L_{\min} \geq \frac{(V_i - V_o)}{2V_o} R D T_{sw} \quad (2.17)$$

Para el convertidor Buck, el circuito equivalente visto desde la carga está considerado como un filtro paso alto LC de segundo orden cuya frecuencia de resonancia está dada por la siguiente expresión [3]:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{f_{sw}}{10} \quad (2.18)$$

Analizando la impedancia que tiene el condensador C y con la ayuda de la ecuación (2.18) se determina la ecuación para dimensionar el valor del condensador C [3], en función del rizo de voltaje de salida ΔV_o ; para el cual se considera un valor entre el 1% hasta el 5% con el fin de obtener una señal de salida lo más constante posible:

$$\Delta V_o = \frac{1}{8 L C f_{sw}^2} V_o (1 - D) \quad (2.19)$$

2.2.2 Convertidor Boost (elevador)

El convertidor Boost es el opuesto al convertidor Buck, es un circuito elevador. La Figura 10 muestra el esquema típico de un convertidor Boost.

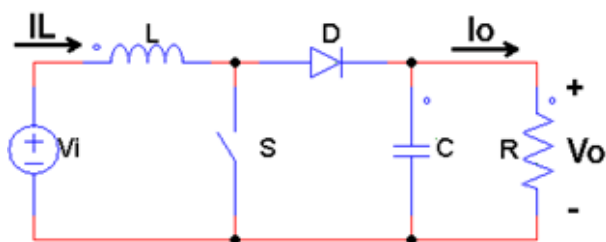


Figura 10. Esquema de convertidor Boost.

Principio de funcionamiento (MCC)

Para el análisis de su funcionamiento se toman las mismas consideraciones que se analizan en el convertidor Buck para su respectivo análisis en MCC, es decir, se consideran las mismas características tanto del diodo, el interruptor y las siguientes condiciones iniciales:

$$V_o > V_i, \Delta V_o \approx 0V \text{ y } i_L > 0 \quad (2.20)$$

Por lo tanto se analizará el funcionamiento del circuito según el estado del interruptor.

Análisis cuando el interruptor \$S\$ está cerrado \$S \rightarrow ON\$

El circuito equivalente del convertidor Boost cuando el Interruptor \$S\$ está cerrado se presenta en la Figura 11.

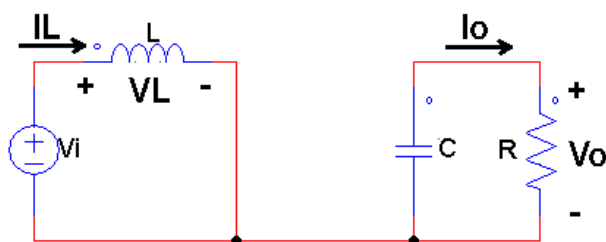


Figura 11. Circuito equivalente de convertidor Boost con \$S\$ (ON).

Cuando el interruptor \$S\$ está cerrado crea un cortocircuito provocando que el diodo \$D\$ se polarice inversamente. Mientras que el inductor almacena energía, el condensador \$C\$ mantiene el voltaje de salida constante hasta el siguiente periodo de conmutación [3]. Para obtener el comportamiento de la corriente del inductor \$L\$, se sigue el mismo procedimiento que se realizó en el convertidor Buck, de esta forma se obtiene:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_o}{L} > 0 \quad (2.21)$$

Considerando las condiciones iniciales (2.20) y la ecuación (2.21), se determina que la corriente del inductor L tiene un comportamiento lineal con pendiente de la ecuación (2.21) y no puede llegar ser cero para MCC.

Análisis cuando el interruptor S se encuentra abierto $S \rightarrow OFF$

La Figura 12 presenta el circuito equivalente del convertidor Boost cuando el interruptor S se encuentra abierto.

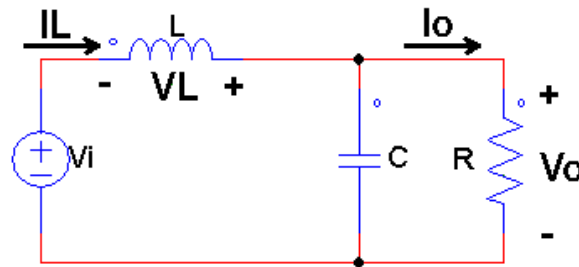


Figura 12. Circuito equivalente de convertidor Boost con S (OFF).

Con el interruptor S abierto, la energía almacenada en el inductor L polariza directamente al diodo D cargando al condensador y manteniendo el voltaje de salida constante [3]. El comportamiento de la corriente en L cumple con las siguientes ecuaciones:

$$V_L = V_i - V_o = L \frac{dI_L}{dt} < 0 \quad (2.22)$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_o - V_i}{L} < 0 \quad (2.23)$$

De igual manera, cuando el estado de S es OFF, la corriente tiende a decrecer linealmente con la pendiente de la ecuación (2.23). Por medio de la Figura 13 y siguiendo el mismo procedimiento que se realizó con el convertidor Buck, se determina que las variaciones de corriente del inductor L , que son provocadas por los dos estados que tiene el interruptor S , y por lo tanto deberán ser iguales.

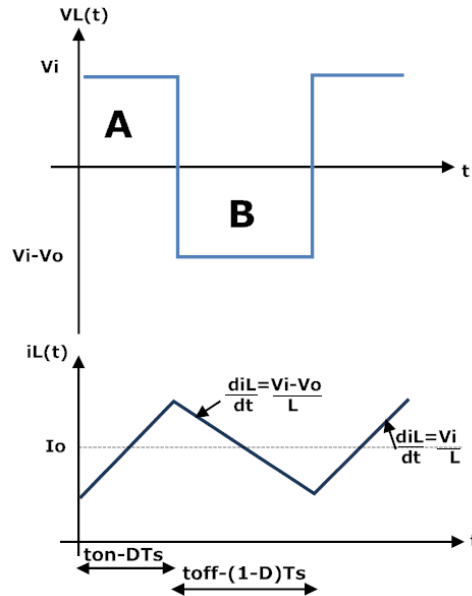


Figura 13. Voltaje y corriente del inductor (V_L) y (I_L), respectivamente del convertidor Boost.

Entonces:

$$\Delta I_{L_ON} = \frac{V_o}{L} D T_{SW} \quad (2.24)$$

$$\Delta I_{L_OFF} = \frac{V_i - V_o}{L} (1 - D) T_{SW} \quad (2.25)$$

Para obtener la función de transferencia del convertidor Boost $\left(\frac{V_o}{V_i}\right)$ se igualan las ecuaciones (2.24) y (2.25):

$$V_o = \frac{V_i}{1 - D} \quad (2.26)$$

Teniendo en cuenta que el ciclo de trabajo D es menor a uno y con la ecuación (2.26), se determina que el convertidor Boost en efecto es un convertidor elevador. Además si se considera que el circuito no tiene pérdidas y con la ecuación (2.26) se obtiene una expresión para la corriente de salida [3]:

$$I_i = \frac{V_o I_o}{V_i} = I_L \quad (2.27)$$

$$I_o = (1 - D) I_i \quad (2.28)$$

Para obtener el valor mínimo del inductor L , se tienen las mismas consideraciones que en el convertidor Buck. Por lo tanto el valor promedio de las variaciones de corriente del inductor es la corriente de entrada I_i o corriente promedio del inductor I_L [3].

$$\Delta I_L = 2I_L \quad y \quad I_i = I_L \quad (2.29)$$

$$I_i = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_i D T_{SW}}{2L} \quad (2.30)$$

Reemplazando la ecuación (2.26) y (2.27) en las ecuaciones (2.29) y (2.30) se obtiene la siguiente expresión para el valor mínimo del inductor:

$$L_{\min} \geq \frac{V_o (1-D)^2 T_{SW}}{2} \quad (2.31)$$

Para el cálculo del condensador de salida C , se determina despejando C de la siguiente expresión siendo ΔV_o la variación del voltaje de salida y R la carga [3]:

$$\Delta V_o = V_o e^{-\frac{D T_{SW}}{R C}} \quad (2.32)$$

2.2.3 Convertidor Buck-Boost

Como lo dice su nombre, este convertidor combina las funciones de transferencia de los convertidores Buck y Boost en cascada ver Figura 14, por lo tanto, su función de transferencia es [3]:

$$V_o = V_i \frac{D}{1-D} \quad (2.33)$$

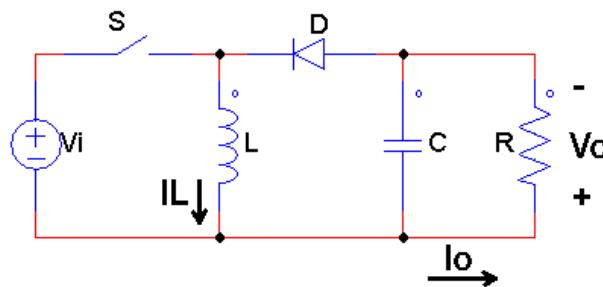


Figura 14. Esquema de convertidor Buck-Boost.

El voltaje de salida, determinado por la ecuación (2.33), depende del ciclo de trabajo por lo tanto este convertidor facilita voltajes de salida mayores o menores en comparación con el voltaje de entrada, pero con la diferencia de que el voltaje de salida tiene una polaridad inversa al voltaje de entrada [30].

Principio de funcionamiento (MCC)

De igual manera que en los anteriores convertidores se analiza el funcionamiento del Buck-Boost en MCC y con las condiciones iniciales:

$$\Delta V_o \approx 0V \text{ y } i_L > 0 \quad (2.34)$$

Análisis cuando el interruptor se encuentra cerrado $S \rightarrow ON$

La Figura 15 presenta el circuito equivalente del convertidor Buck-Boost cuando el interruptor S se encuentra cerrado.

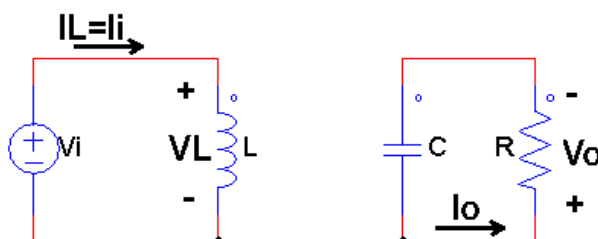


Figura 15. Circuito equivalente de convertidor Buck-Boost con S (ON).

Cuando el interruptor S está cerrado el circuito equivalente es el de un Boost, con la particularidad de que la polaridad es inversa a la del Boost. Por lo tanto el comportamiento de la corriente de la bobina es la misma que la del Boost, cumpliendo la ecuación (2.20).

Análisis cuando el interruptor está abierto $S \rightarrow OFF$

La Figura 16 presenta el circuito equivalente de un convertidor Buck-Boost cuando el interruptor S se encuentra abierto.

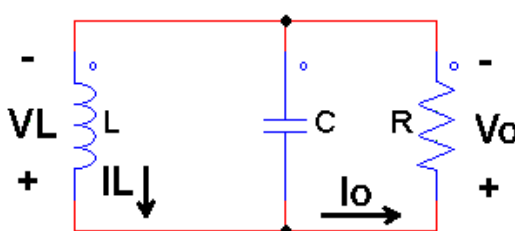


Figura 16. Circuito equivalente de convertidor Buck-Boost con S (OFF).

Con el interruptor S abierto, el diodo D de la Figura 14, se polariza directamente por la energía almacenada en el inductor L. La corriente de la bobina tiene un comportamiento decreciente linealmente, cuya pendiente está determinada por la ecuación (2.7). En la Figura 17 se presentan las formas de onda de voltaje y corriente del inductor en un convertidor Buck-Boost.

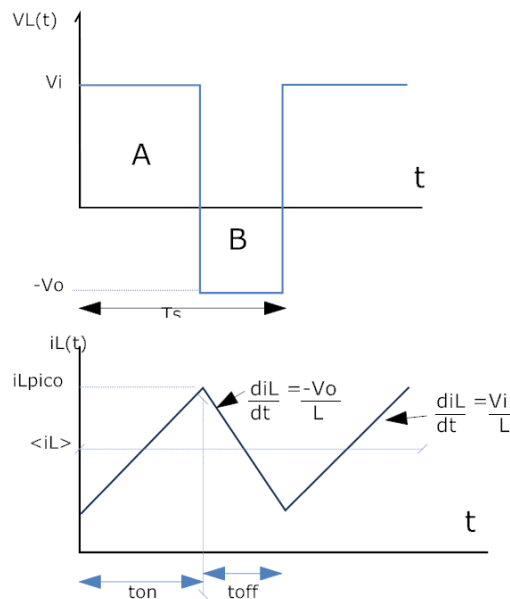


Figura 17. Voltaje y corriente del inductor (V_L) y (i_L), respectivamente del convertidor Buck-Boost.

Para obtener una expresión que relacione la corriente de entrada y la corriente de salida, se igualan las potencias de entrada y salida, obteniendo la siguiente expresión:

$$I_o = I_i \frac{1 - D}{D} \quad (2.35)$$

2.2.4 Convertidor Flyback

Un convertidor Flyback deriva de un Buck-Boost con la diferencia que el convertidor Flyback tiene aislamiento galvánico por medio de un transformador, ver Figura 18. La función de almacenamiento que cumplía el inductor L en el conversor Buck-Boost, en el Flyback la realiza la inductancia magnetizante del transformador [3].

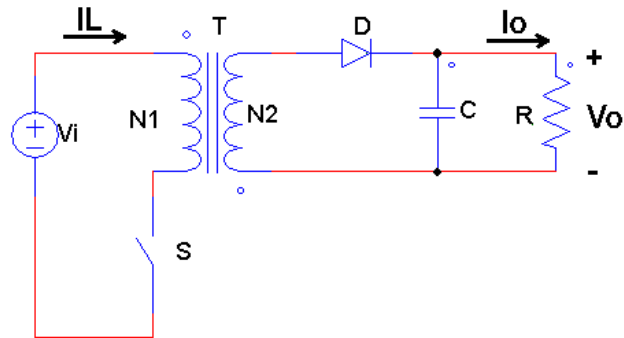


Figura 18. Esquema de convertidor Flyback.

Principio de funcionamiento (MCC)

Para el MCC el funcionamiento del Flyback se divide en 2 partes, según el estado del interruptor S.

Análisis cuando el interruptor está cerrado $S \rightarrow ON$

La Figura 19 presenta el circuito equivalente de un convertidor Flyback cuando el interruptor S está cerrado.

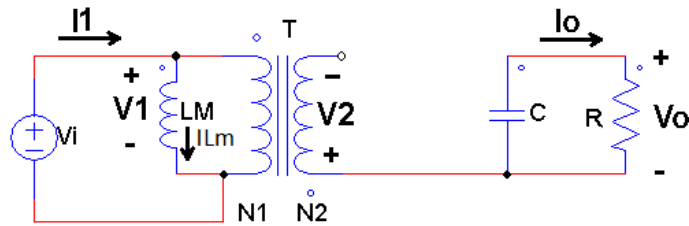


Figura 19. Circuito equivalente de convertidor Flyback con S (ON).

Con el interruptor cerrado, el voltaje en el bobinado primario es el voltaje de entrada (V_i). Considerando el signo de acoplamiento que está dado por los puntos de los bobinados primario y secundario, el voltaje en el bobinado secundario tiene una polaridad inversa al del primario; por lo tanto, el diodo D de la Figura 18 se polariza inversamente.

El objetivo de esta etapa del convertidor Flyback, es la de almacenar energía en la inductancia magnetizante del transformador. Hasta que el interruptor cambie de estado, el condensador es el encargado de mantener el voltaje de salida constante [4]. Por lo tanto el comportamiento de los voltajes y corrientes del circuito están dados por las siguientes ecuaciones [3]:

$$V_1 = V_i = L_M \frac{di_{Lm}}{dt} \quad (2.36)$$

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} V_1 = \frac{N_2}{N_1} V_i \quad (2.37)$$

Como el voltaje del bobinado secundario es cero, la corriente en el mismo es cero, por lo cual se tiene las siguientes ecuaciones [3]:

$$I_1 = i_{Lm} \quad (2.38)$$

$$I_c = -I_o \quad (2.39)$$

Analizando las ecuaciones (2.37) y (2.39), se determina que: $\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{V_i}{L_M} > 0 \therefore i_{Lm}$ crece mientras que $\frac{dV_o}{dt} = -\frac{I_o}{C} < 0 \therefore V_o$ decrece [3].

Análisis cuando el interruptor se encuentra abierto $S \rightarrow OFF$

La Figura 20 presenta el circuito equivalente de un convertidor Flyback cuando el interruptor S se encuentra abierto.

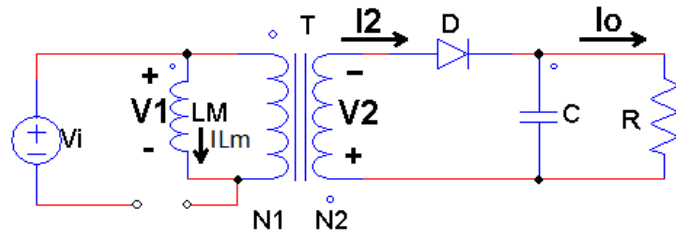


Figura 20. Circuito equivalente de convertidor Flyback con S (OFF).

Con el interruptor S abierto, la energía almacenada en el transformador polariza directamente el diodo D manteniendo el voltaje constante [4]. Las ecuaciones para los voltajes y corrientes están dadas por las siguientes ecuaciones [3]:

$$V_2 = -V_o \therefore V_1 = -\frac{N_1}{N_2} V_o \quad (2.40)$$

$$i_c = i_2 - I_o = i_{Lm} \frac{N_1}{N_2} - I_o \quad (2.41)$$

Ya que la inductancia magnetizante es la encargada de mantener el voltaje de salida constante, la corriente entregada por la inductancia magnetizante (i_{Lm}) decrece. Por lo tanto la gráfica correspondiente de la corriente generada por la inductancia magnetizante se presenta en la Figura 21.

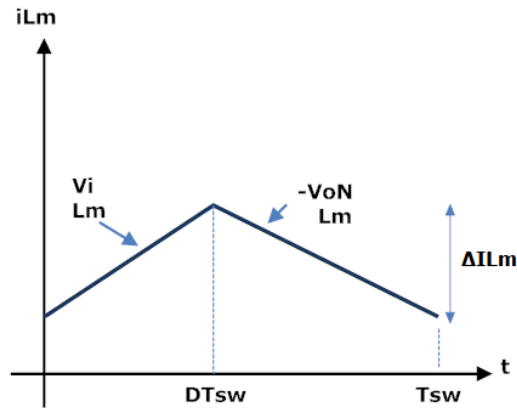


Figura 21. Corriente generada por inductancia magnetizante de convertidor Flyback.

En el convertidor Buck-Boost se analiza la corriente del inductor L ; la cual mantiene el voltaje de salida constante por el almacenamiento de energía, para el Flyback se realiza el mismo procedimiento pero analizando la corriente generada por la inductancia magnetizante (i_{Lm}). De esta manera se obtiene la siguiente expresión:

$$D T_{sw} \frac{V_i}{L_M} = (1 - D) T_{sw} \frac{V_o}{L_M} \quad (2.42)$$

$$V_o = \frac{D V_i}{N(1 - D)} \quad (2.43)$$

Para el caso de las corrientes; se considera que no existen pérdidas en el circuito, por lo tanto:

$$P_i = P_o \quad \therefore \quad V_i I_i = V_o I_o \quad (2.44)$$

Reemplazando la ecuación (2.43) en la ecuación (2.44) se tiene:

$$I_i = \frac{I_o D}{(1 - D) N} \quad (2.45)$$

El dimensionamiento de los componentes pasivos del convertidor Flyback está dado por las siguientes ecuaciones [3]:

$$L_{min} \geq \frac{V_o N^2 (1 - D)^2 T_{sw}}{2 I_o} \quad (2.46)$$

$$\Delta V_o = V_o - V_o e^{-\frac{D T_{sw}}{R C}} \quad (2.47)$$

2.2.5 Convertidor Forward

El convertidor Forward deriva del convertidor Buck. En el Forward la transferencia de energía se hace de forma simultánea entre el bobinado primario y secundario. La diferencia entre el convertidor Flyback y el Forward es que el transformador del Forward actúa como tal, mientras que en el Flyback el transformador almacena energía para entregar a la salida en la etapa en que el interruptor está abierto. Además en el convertidor Forward se emplea 2 diodos de conmutación rápida y un inductor; el cual almacena energía cuando el interruptor está abierto [4], ver Figura 22.

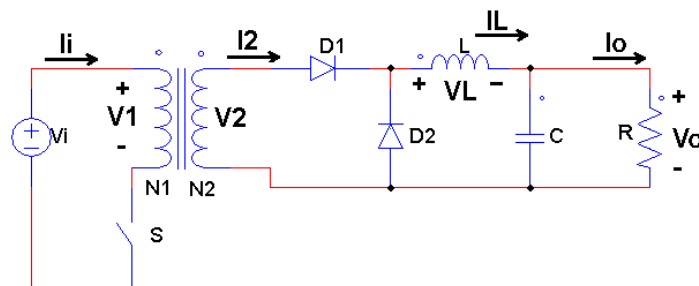


Figura 22. Esquema de convertidor Forward.

Principio de funcionamiento (MCC)

Para el estudio del funcionamiento del convertidor Forward se toma en cuenta que el transformador es ideal ($L_f = 0$, $L_m = \infty$ pérdidas cero). El diodo D2 de la Figura 22, forma parte del convertidor Buck, mientras que el diodo D1 evita que el bobinado secundario este en cortocircuito cuando el diodo D2 entre en conducción [3].

Análisis cuando el interruptor está cerrado $S \rightarrow ON$

La Figura 23 presenta el circuito equivalente del convertidor Forward cuando el interruptor se encuentra cerrado.

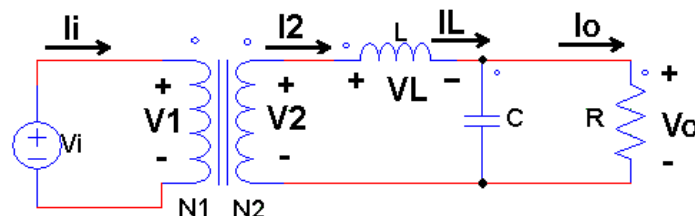


Figura 23. Circuito equivalente de convertidor Forward con S (ON).

El voltaje en el bobinado primario es el mismo del voltaje de entrada. Considerando el signo de acoplamiento (punto de entrada de corriente del transformador) el bobinado secundario tiene la misma polaridad que el primario, por lo tanto el diodo D1 se polariza directamente mientras que el diodo D2 se polariza inversamente. De esta manera la corriente circula al inductor L y a la carga. Entonces la corriente del inductor L cumple las siguientes expresiones [3]:

$$V_i = V_1, \quad V_2 = \frac{N_2}{N_1} V_1 \quad (2.48)$$

$$V_L = V_2 - V_o = \frac{N_2}{N_1} V_1 - V_o \quad (2.49)$$

$$V_L(t) = L \frac{di_L}{dt} \quad \therefore \quad i_L = \frac{V_L}{L} = \frac{\frac{N_2}{N_1} V_1 - V_o}{L} \quad (2.50)$$

De igual manera que en los otros convertidores, la corriente del inductor L del Forward debe ser mayor a cero para MCC.

Análisis cuando el interruptor está abierto $S \rightarrow OFF$

La Figura 24 presenta el circuito equivalente del convertidor Forward cuando el interruptor está abierto.

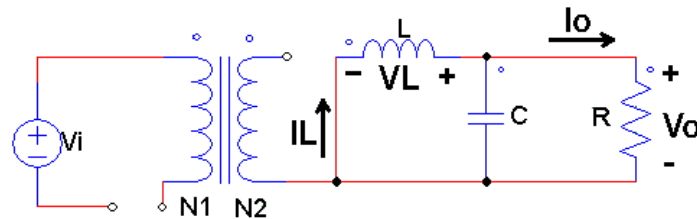


Figura 24. Circuito equivalente de convertidor Forward con S (OFF).

Con el interruptor abierto, el voltaje en el bobinado primario es cero y por ende el voltaje en el bobinado secundario también es cero, de tal manera el diodo D1 se polariza inversamente mientras que el diodo D2 se polariza directamente. La energía almacenada en el inductor L mantiene el voltaje de salida constante hasta el siguiente periodo de conmutación [3]. Entonces el comportamiento de la corriente en el inductor es:

$$V_L = -V_o \quad (2.51)$$

$$V_L(t) = L \frac{di_L}{dt} \quad \therefore \quad i_L = \frac{V_L}{L} = -\frac{V_o}{L} \quad (2.52)$$

Cuando el interruptor está abierto, la corriente del inductor tiene un comportamiento lineal decreciente con la pendiente de la ecuación (2.52).

Siguiendo el mismo procedimiento que se realizó con los convertidores Buck y Boost para obtener sus respectivas funciones de transferencias; ahora se procederá de la misma manera en el caso del convertidor Forward, así se tiene:

$$D T_{sw} \frac{\frac{N_2}{N_1} V_1 - V_o}{L} = V_o (1 - D) T_{sw} \quad (2.53)$$

Despejando V_o de la ecuación (2.53):

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} V_i D \quad (2.54)$$

La Figura 25 muestra las formas de onda de voltaje y corriente en el inductor del convertidor Forward.

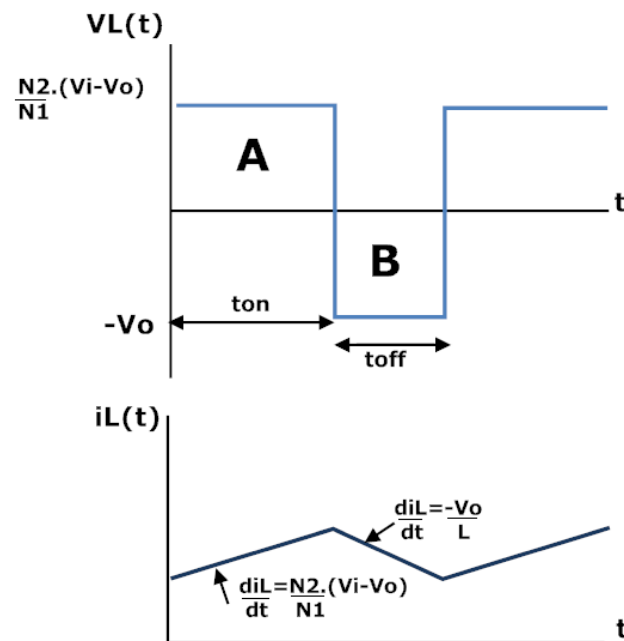


Figura 25. Voltaje y corriente del inductor (V_L) y (i_L), respectivamente del convertidor Forward.

Para el dimensionamiento del inductor L se toma el mismo procedimiento que se realiza en los convertidores Buck y Boost. De tal forma se tiene:

$$L_{\min} \geq \frac{V_o}{2I_o}(1-D)T_{sw} \quad (2.55)$$

Y para el dimensionamiento del condensador C se toma la ecuación (2.19), ya que el Forward deriva del convertidor Buck.

2.3 Ventajas y desventajas de convertidores de potencia

Para comparar los convertidores de potencia presentados en este capítulo, se procede a dividir dichos convertidores en 2 grupos: convertidores aislados y no aislados. En la Tabla 7 y Tabla 8 se presentan las ventajas y desventajas entre convertidores aislados y no aislados respectivamente.

Ventajas	Convertidor aislado	Convertidor no aislado
Tamaño reducido	X	X
Alto rendimiento	X	X
Mejor uso de semiconductores	X	X
Múltiples salidas	X	
Polaridad de salida seleccionable	X	
Picos de corriente mínimos	X	
Optimización de ciclo de trabajo	X	

Tabla 7. Ventajas de convertidores aislados y no aislados.

Desventajas	Convertidor aislado	Convertidor no aislado
Generación de EMI	X	X
Mayor pérdidas de conmutación	X	X
Altos picos de voltaje (inductancias de fuga)	X	
Pérdidas adicionales (transformador)	X	
Mayor peso	X	
Topologías no reversibles		X

Tabla 8. Desventajas de convertidores aislados y no aislados.

Teniendo en cuenta la ventaja de un convertidor de potencia aislado; que es la de brindar un aislamiento galvánico entre la entrada y la salida se ha escogido un convertidor de potencia aislado para el desarrollo del prototipo.

3. Convertidor con Topología Flyback

3.1 Introducción

Flyback es la topología en convertidores aislados más extensamente utilizada para aplicaciones de baja potencia que van desde algunos cientos de vatios hasta unos pocos vatios (1 W – 100 W), aunque recientemente debido a la mejora de las propiedades magnéticas de los núcleos de los transformadores de alta frecuencia se han logrado alcanzar potencias de hasta 1 KW. Las características más sobresalientes de esta topología son el bajo costo del sistema, la simplicidad y la relativa facilidad de implementación. Para niveles de potencia inferiores a 50 W y para una salida de corriente baja el Flyback en modo de conducción discontinua (MCD) es el modo de funcionamiento preferido, debido a la implementación de un bucle de control más sencillo y con menores pérdidas de encendido (turn on loss) [16].

3.2 Modos de operación del Flyback

En la Figura 26, se muestra el diagrama básico de un convertidor con topología Flyback, sus partes principales son el transformador, el Mosfet Q1, el diodo rectificador secundario D1, y el capacitor de salida C. El Flyback puede operar tanto en el modo de conducción continua (MCC) o en el modo de conducción discontinua (MCD).

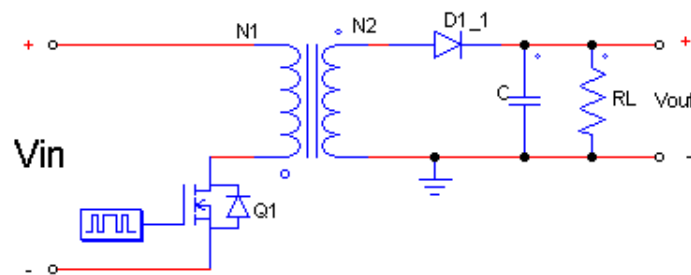


Figura 26. Diagrama de la topología Flyback.

En MCD toda la energía almacenada en el núcleo mediante la inductancia magnetizante se entrega al devanado secundario durante la fase de apagado y la corriente primaria cae a cero antes de que el Mosfet Q1 vuelva a encenderse es por esto que se llama MCD.

Por otro lado para el modo de conducción continua MCC, la energía almacenada en el transformador no se transfiere completamente al devanado secundario, es decir la corriente de Flyback (I_{LPK} e I_{SEC}) no llega a cero antes del siguiente ciclo de conmutación. La Figura 27 muestra la diferencia entre las formas de onda de corrientes primarias y secundarias de los modos de operación Flyback.

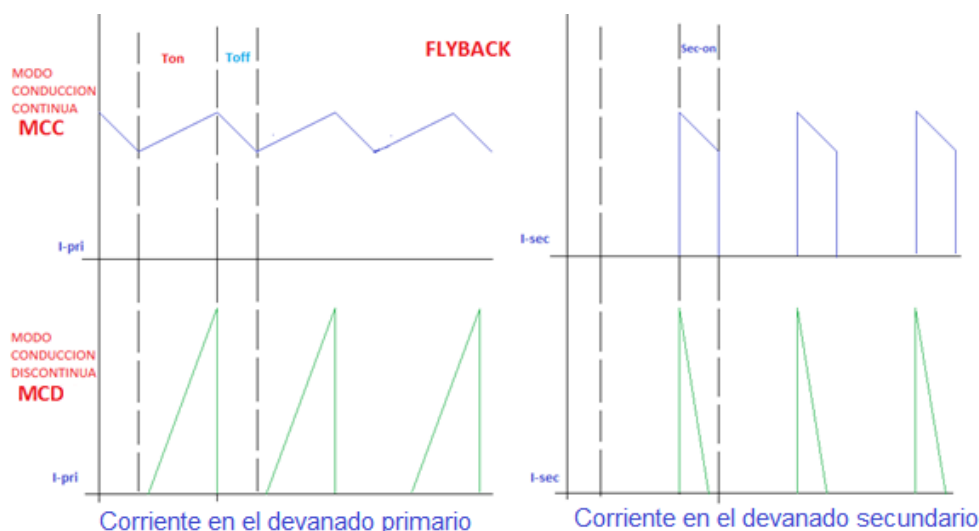


Figura 27. Formas de Onda de corriente Flyback MCC y MCD.

La Tabla 9, destaca los principales puntos de ventaja de los modos de funcionamiento MCD y MCC.

Ventaja de aplicación	MCD	MCC
Transformador más pequeño (sin considerar eficiencia)	X	
Rápida respuesta transitoria	X	
Facilidad de bucle de retroalimentación y bucle de Compensación de corriente	X	
Cero pérdidas de recuperación inversa en el diodo rectificador y baja pérdida de activación para el conmutador Flyback	X	
Menor factor de corriente primaria y secundaria		X
Capacitor de salida pequeño, rizo de corriente menor		X
Regulación cruzada para múltiples salidas		X
Mosfet pico y diodo de corriente		X
Perdidas RMS en los devanados del transformador		X
Ondulación de flujo en el núcleo del transformador		X

Tabla 9. MCD vs MCC.

En este caso se elegirá el Modo de Conducción Discontinua porque requiere de un transformador más pequeño, por la facilidad de implementación del bucle de retroalimentación y compensación de corriente. El control por modo de voltaje tiene respuesta lenta a las variaciones de carga y ganancia de bucle que varían con la tensión de entrada. Por lo que se elige un modo de control por corriente, este modo controla la respuesta lenta del modo de tensión ya que la corriente del inductor aumenta con una pendiente determinada por la diferencia de tensiones en la entrada y la salida por lo que responde inmediatamente a los cambios de voltaje de línea o carga, además este modo elimina la variación de ganancia de bucle [17].

3.3 Parámetros de diseño de un convertidor Flyback MCD

Para el diseño de la aplicación se requiere conocer algunos parámetros en los que va a funcionar el driver LED

$$V_{ac_{m\acute{a}x}} = 127V_{rms} * \sqrt{2}$$

$$V_{ac_{m\acute{i}n}} = 90V_{rms} * \sqrt{2}$$

$$D_{m\acute{a}x} = 0.5 \text{ (integrado FT833B12)}$$

$$f_{sw} = 52000 \text{ Hz}$$

$$V_0 = 20 \text{ V}$$

$$P_0 = 6 \text{ W}$$

$$V_{do} = 1 \text{ V caída de voltaje en diodo de salida}$$

$$\eta = 80\% \text{ eficiencia}$$

Para el diseño del convertidor se analiza bajo la peor condición de uso, por lo cual se utilizó el mínimo voltaje de entrada DC desde el mínimo voltaje de entrada AC menos 20V de voltaje de rizo. Y se elige un voltaje de Flyback V_{fl} igual al mínimo voltaje de entrada DC.

$$V_{in_{m\acute{i}n}} = 90 * \sqrt{2} - 20V = 107.279 \text{ V} \quad (3.1)$$

$$V_{in_{m\acute{a}x}} = 127 * \sqrt{2} = 179.605 \text{ V} \quad (3.2)$$

$$V_{fl} = V_{in_{m\acute{i}n}} \quad (3.3)$$

Potencia de entrada máxima:

$$P_{in_{m\acute{a}x}} = \frac{P_{out_{m\acute{a}x}}}{\eta} = \frac{6}{0,8} = 7.5 \text{ W} \quad (3.4)$$

La corriente primaria pico se puede calcular con:

$$I_p = \frac{2 * P_{in_{m\acute{a}x}}}{V_{in_{m\acute{a}n}} * D_{m\acute{a}x}} = \frac{2 * 7.5}{107.279 * 0.5} = 0.2796 \text{ A} \quad (3.5)$$

Cálculo de la inductancia primaria (L_p):

La inductancia primaria es utilizada para que la corriente en el dispositivo de conmutación alcance la corriente pico durante el ciclo de trabajo.

$$L_{p_{m\acute{a}x}} = \frac{V_{in_{m\acute{a}n}} * D_{m\acute{a}x}}{I_p * f_{SW}} = \frac{107.279 * 0.5}{0.2796 * 52000} = 3.68 \text{ mH} \quad (3.6)$$

Para el cálculo de vueltas en el devanado primario se utiliza la ecuación (3.7):

$$N_p = \sqrt{\frac{G_{in} * 25.4 * L_{p_{m\acute{a}x}}}{A_e * 4\pi 10^{-8}}} \quad (3.7)$$

Para el diseño de transformador Flyback que opera en modo discontinuo es recomendado utilizar uno que contenga GAP, en este caso se utilizó el transformador EE19 con núcleo de ferrita ver ANEXO A.

G_{in} es el tamaño de gap en pulgadas.

A_e es en centímetros cuadrados.

$$N_p = \sqrt{\frac{0.01 * 25.4 * 0.003688712}{0.226 * 4\pi 10^{-8}}} = 181.63 \text{ Vueltas} \quad (3.8)$$

En relación al devanado secundario se tiene que:

$$N_s = N_p * \frac{V_0 + V_{do}}{V_{fl}} \quad (3.9)$$

$$N_s = 176,4558039 * \frac{20 + 1}{107.279} = 35.55 \text{ Vueltas} \quad (3.10)$$

Para el cálculo de la máxima densidad de flujo (B_m , Gauss) se tiene la siguiente expresión:

$$B_m = \frac{L_P * I_P * 10^8}{N_P * A_e} = \frac{0.003688712 * 0.2796 * 10^8}{181,633 * 0.226} = 2512.51533 \text{ Gauss} \quad (3.11)$$

$$B_m = 0.251251533 \text{ Tesla} \quad (3.12)$$

Para asegurar que el Flyback no entre a operar en MCC hay que considerar en el cálculo la $P_{out_{m\acute{a}x}}$, dado que si se incrementa de forma no calculada el valor de $L_{P_{m\acute{a}x}}$ también puede llevar al convertidor Flyback a operar en el modo MCC, por lo que el número de vueltas con el que se realiza el convertidor es $N_P = 170$ y $N_S = 38$, de tal forma garantizar que el convertidor trabaje en MCD.

La corriente de salida necesaria para alimentar a la carga regulada por el circuito de control se puede calcular con la ecuación (3.13) obtenida en la hoja de datos del circuito integrado FT833B12, que se utiliza en este trabajo de titulación.

$$I_{LED} = \frac{I_{PPK}}{2} * \frac{N_P}{N_S} * \frac{T_{DIS}}{T} \quad (3.13)$$

Donde $\frac{T_{DIS}}{T}$ es la razón entre el tiempo de descarga del secundario y el periodo de conmutación, o ciclo de trabajo (D).

En el driver LED se desea obtener una corriente en el LED constante de 300mA y con todo lo calculado anteriormente se tiene que el ciclo de trabajo es

$$\frac{T_{DIS}}{T} = D = \frac{I_{LED}}{\frac{I_{PPK}}{2} * \frac{N_P}{N_S}} = \frac{0.3}{\frac{0.2796}{2} * \frac{170}{38}} = 0.47 \quad (3.14)$$

$$D = 47\% \quad (3.15)$$

El voltaje drenador-fuente máximo que debe soportar el Mosfet está dado por

$$V_{DS_{m\acute{a}x}} = V_{in_{m\acute{a}x}} + V_R + V_{spike} \quad (3.16)$$

Dónde:

V_R voltaje Flyback reflejado cuando el interruptor está apagado

V_{spike} voltaje pico causado por la inductancia de fuga del transformador.

En este sentido se asume $V_{spike} = 30\%V_{in_{m\acute{a}x}}$, la Tabla 10, representa las condiciones de operación sujetas para el diseño del driver:

	$V_{DS_{m\acute{a}x}}$	V_R
Rango de Voltaje de entrada AC: 85Vac-264Vac	650V	60V-100V
Entrada para alto voltaje DC: 400VDC	800V	80-200V

Tabla 10. Recomendación V_R para Mosfet [16].

Se elige un voltaje $V_R = 80V$ que se encuentra en el valor medio de la tabla de recomendación

$$V_{DS_{m\acute{a}x}} = 179,605 + 80 + 0,3 * 179,605 = 313.4865 \text{ V} \quad (3.17)$$

4. Consideraciones experimentales del diseño

4.1 Introducción

En el presente capítulo se detallará el procedimiento de elaboración del prototipo driver LED utilizando el integrado FT833B12. En el mismo se detalla el análisis y cálculo para los componentes utilizados en el circuito.

El FT833B12 es un integrado de alta precisión y regulación de corriente constante para aplicaciones en luminarias LED, este integrado está diseñado para trabajar en MCD. Además de dar en gran medida confiabilidad y seguridad, cuenta con un circuito y resistencia de protección para cortocircuito CS, compensación de sobre-temperatura y protección ante bajo voltaje. En la Figura 28 se muestra el diagrama de bloques del integrado.

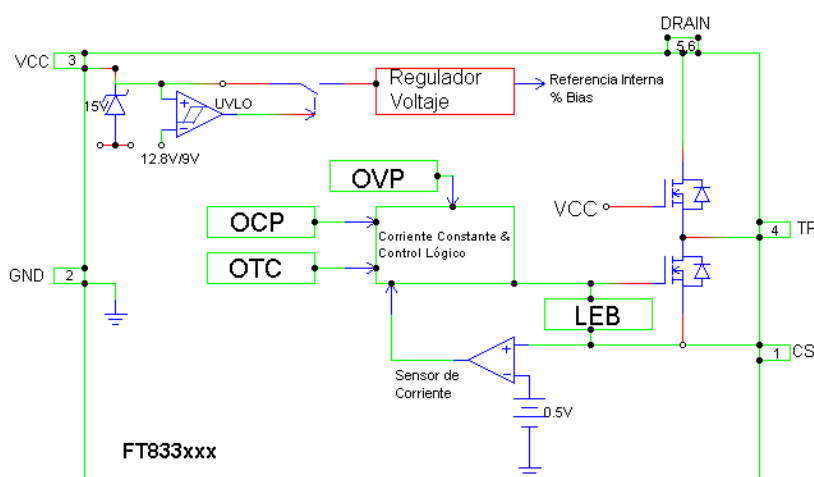


Figura 28. Diagrama de bloques del integrado FT833B12D.

El circuito integrado FT833B12 dispone de un modo de control por corriente pico, cuyo funcionamiento se basa en el sensado de la corriente del devanado primario del transformador. Debido a este aspecto, el modo de control de corriente pico presenta una respuesta más rápida en comparación con el modo de control de voltaje. Además este circuito integrado cuenta con una protección contra sobrecorrientes CS.

Esta protección es activada cuando existe una sobrecorriente o saturación del transformador y por ende el Mosfet interno del circuito integrado se bloquea. Como el tema principal de este trabajo de titulación corresponde al diseño del convertidor de potencia y al uso del circuito típico del FT833B12, el estudio del modo de control de corriente pico no es analizado en esta investigación.

4.2 Dimensionamiento de Componentes

Para la realización del prototipo de LED driver se utiliza el circuito integrado FT833B12 el cual en su hoja de especificaciones técnicas presenta el siguiente circuito de aplicación típica.

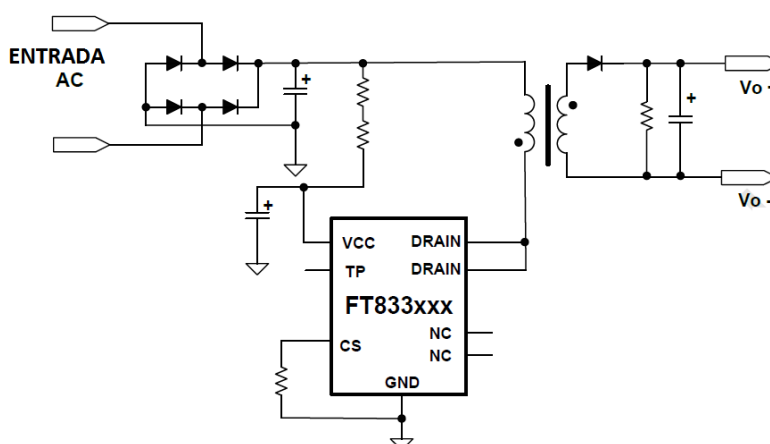


Figura 29. Circuito aplicación típica del FT833B12 [29].

Etapas de rectificación

Para convertir el voltaje de entrada AC en DC se necesita un puente rectificador cuya corriente promedio está dada por la siguiente ecuación:

$$I_{AC_{RMS}} = \frac{P_{in_{máx}}}{PF * V_{AC_{mín}}} = \frac{7.5}{0.5 * 127.279} = 0.11A \quad (4.1)$$

Donde PF es el factor de potencia de la fuente de alimentación se utiliza 0.5 si no se tiene datos de referencia disponible [16], en este caso se elige el puente de diodos de MB10M el cual tiene las siguientes características eléctricas.

Corriente de Promedio Directa	IF(AV)	0.5 A	TA = 40°C
Corriente de Sobre-voltaje Pico	IFSM	30 A	8.3 ms, media onda
Máximo Voltaje Instantáneo Directo	VF	1 V	IFM = 0.5 A; TA = 25°C
Máxima Corriente inversa de CC a voltaje nominal de bloqueo de CC	IR	5 µA 0.5 mA	TA = 25°C TA = 125°C
Capacitancia de unión típica	CJ	25 pF	Medida a 1.0 MHz, VR=4 V

Tabla 11. Características Eléctricas MB10M.

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez

Además la etapa de rectificación requiere de un condensador para filtrar las variaciones de voltaje, la tensión que debe ser capaz de soportar el condensador es igual al voltaje de entrada máximo $V_{in_{m\acute{a}x}} = 179.605\text{ V}$ en este caso se ha utilizado un condensador de $4.7\text{ }\mu\text{F}/400\text{ V}$.

El circuito utilizado en la etapa de rectificación y filtrado se muestra en la Figura 30 cuya simulación realizada en PSIM® se obtiene la Figura 31.

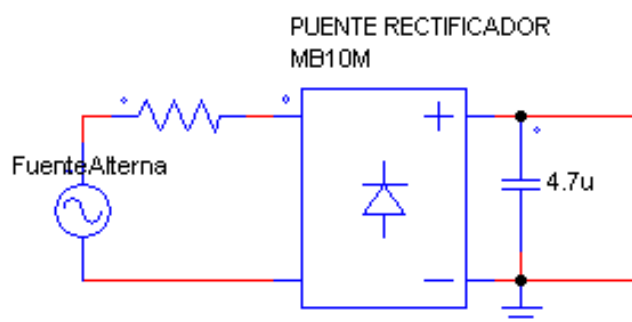


Figura 30. Etapa de Rectificación y capacitor de filtrado.

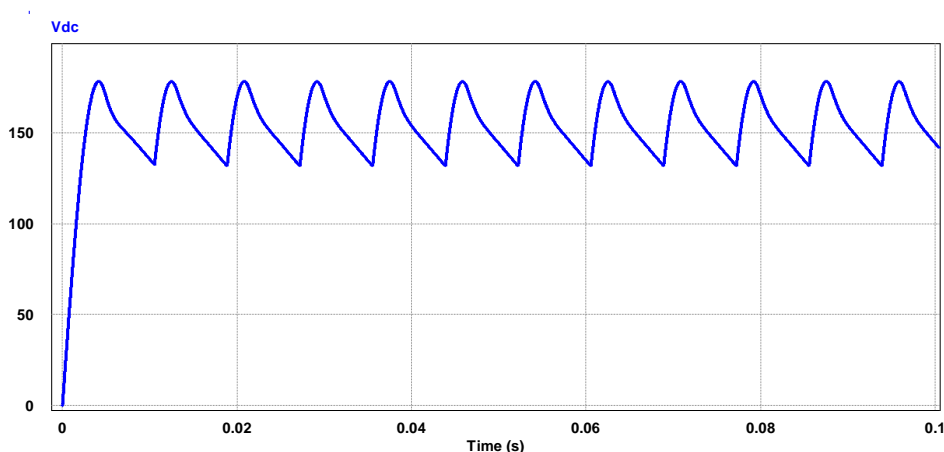


Figura 31. Voltaje de Salida en el capacitor del filtrado.

Puesta en marcha para el integrado FT833B12

En la hoja de especificaciones técnicas del circuito integrado FT833B12 tiene un rango de operación $V_{CC} - 0.3\text{ V}$ a 20 V y el integrado está diseñado para que su corriente pueda ser tan baja como $26\text{ }\mu\text{A}$, además para garantizar un voltaje fijo en el pin VCC del integrado cuenta con un diodo zener de 15 V .

Para obtener el voltaje con el que funciona el circuito integrado desde el voltaje de salida en la etapa de rectificación se colocan 2 resistencias en serie de 300 K Ω y un capacitor para estabilizar el voltaje y eliminar los rizados, el esquema se presenta a continuación.

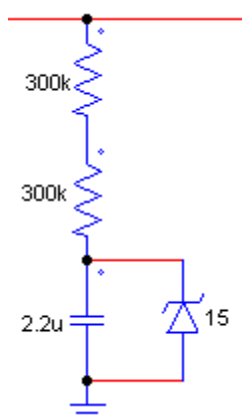


Figura 32. Esquema de puesta en marcha del FT833B12.

En la simulación realizada en PSIM[®] se obtienen las siguientes graficas en la parte superior de la Figura 33. Se observa el voltaje de alimentación y en la parte inferior de la imagen se observa la forma de onda de la corriente.

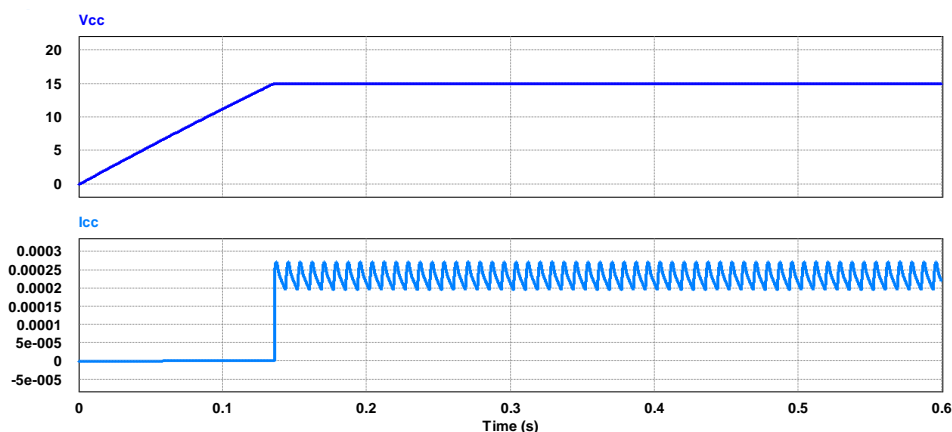


Figura 33. Formas de Onda VCC.

Sensado de Corriente

El integrado utilizado cuenta con un control de corriente constante, este sensa la corriente ciclo a ciclo y el voltaje en el pin CS es comparado con un voltaje de referencia de 500 mV a través del comparador del sensado de corriente, en caso de que el voltaje en CS alcance el límite el Mosfet será apagado.

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez

La corriente pico primaria está dada por la ecuación (4.2).

$$I_{PPK} [mA] = \frac{500}{R_{CS}} \quad (4.2)$$

En este caso para sensar la corriente se colocan en paralelo resistencias de 1.8Ω y 2.7Ω por lo que la resistencia de sensado es $R_{CS} = 1.8 \parallel 2.7 = 1.6875 \Omega$

Por lo que la corriente pico que se tiene en el primario es:

$$I_{PPK} = \frac{500}{R_{CS}} = \frac{500}{1.6875} = 296.29 \text{ mA} \quad (4.3)$$

Por otra parte en el pin (TP) punto de prueba se coloca un capacitor de $100 \text{ pF}/25 \text{ V}$ cuyo otro extremo va conectado a GND para que pueda circular corriente hacia él.

Diseño del transformador

Para determinar el tamaño del conductor para cada uno de los devanados es necesario conocer las corrientes que debe soportar el transformador.

Con los resultados obtenidos en la sección 3.3 se tiene que la corriente RMS del devanado primario está dada por:

$$I_{PRMS} = I_P * \sqrt{\frac{D_{m\acute{a}x}}{3}} = 0.2796 * \sqrt{\frac{0.5}{3}} = 0.11 \text{ A} \quad (4.4)$$

El cálculo de la corriente RMS del devanado secundario está dada por:

$$I_{Secpk} = I_P * \frac{N_P}{N_S} = 0.114146 * \frac{170}{38} = 0.51 \text{ A} \quad (4.5)$$

$$I_{SecRMS} = I_{Secpk} * \sqrt{\frac{1 - D_{m\acute{a}x}}{3}} = 0.51065 * \sqrt{\frac{1 - 0.5}{3}} = 0.20847 \text{ A} \quad (4.6)$$

Debido a las características de los conductores mostrados en el ANEXO E, se ha utilizado para el devanado primario el cable AWG 31 mientras que para el devanado secundario se ha elegido el cable AWG 28.

Selección de diodo rectificador de salida

Los cálculos de corriente y voltaje del diodo de salida están dados por:

$$V_{RV_{diode}} = V_{out} + V_{in_{m\acute{a}x}} * \frac{N_p}{N_s} = 20 + 179,605 * \frac{38}{170} = 60.14 \text{ V} \quad (4.7)$$

$$I_{Sec_{RMS}} = I_{Sec_{pk}} * \sqrt{\frac{1 - D_{m\acute{a}x}}{3}} = 0.20 \text{ A} \quad (4.8)$$

Para la selección de los diodos asociados a esta etapa, se recomienda elegir alguno que tenga el máximo voltaje de reversa V_{EEM} al menos el 30% más alto que el $V_{RV_{diode}}$ y su corriente sea por lo menos 50% mayor a $I_{Sec_{RMS}}$ [16]. Para el modo MCD la corriente pico de recuperación inversa es alta, y mantener bajo el voltaje forward puede requerir un diodo de corriente relativamente alta, por lo que en este caso se ha decidido utilizar el diodo de conmutación rápida del tipo MUR1100E de 1 A/1000 V.

Condensador de salida

En esta aplicación la variación de alta frecuencia que puede tener la tensión de alimentación al conjunto LED no es de mayor importancia, ya que no son perceptibles ante el ojo humano. Además se coloca una resistencia en paralelo al condensador de salida de 22 K Ω esto como protección en caso de no estar conectada la luminaria LED y el circuito se encienda para que no funcione en vacío, esta resistencia es mucho más grande de la resistencia de la luminaria tipo LED que es aproximadamente de 60 Ω por lo que al estar conectada en paralelo al LED no presenta ningún cambio significativo en el funcionamiento del circuito.

4.3 Simulación

La simulación se realizó en PSIM[®] que es un software para simulación de Electrónica de Potencia.

Para la simulación se tiene en consideración todos los cálculos de los componentes realizados anteriormente y su esquema se presenta en la Figura 34.

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez

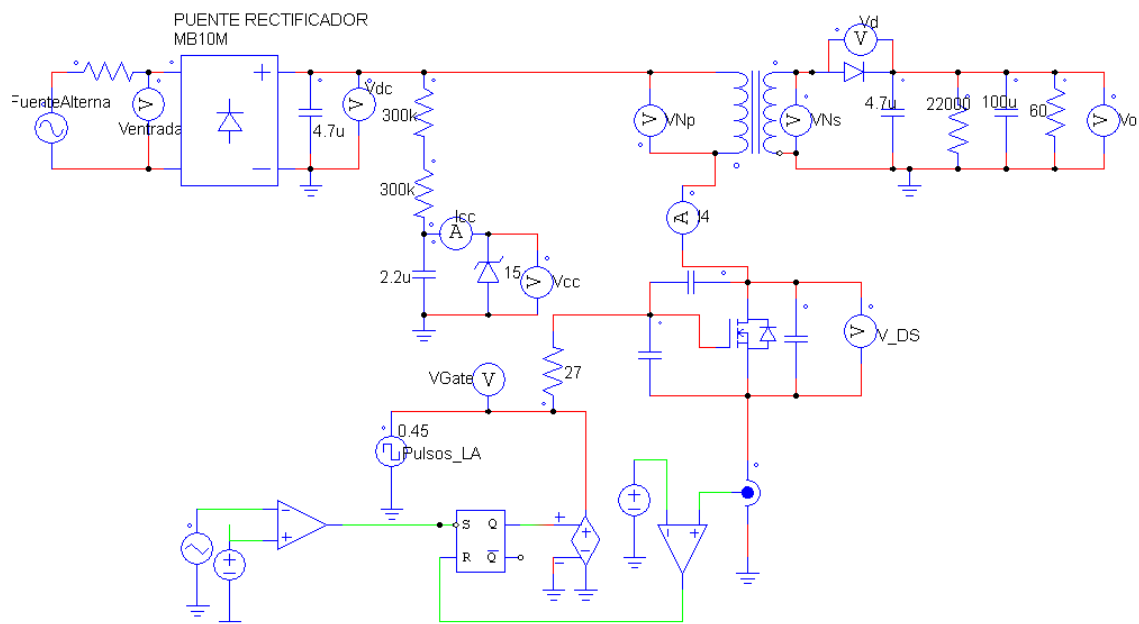


Figura 34. Esquema del convertidor simulado en PSIM.

Por medio de la herramienta de simulación computacional, se procedió a realizar un análisis en régimen estacionario del esquema del convertidor simulado.

La Figura 35 muestra el comportamiento del voltaje y corriente en la alimentación, la forma de onda de corriente de entrada que se visualiza en la parte inferior de la Figura 35 es típica de un convertidor no controlado.

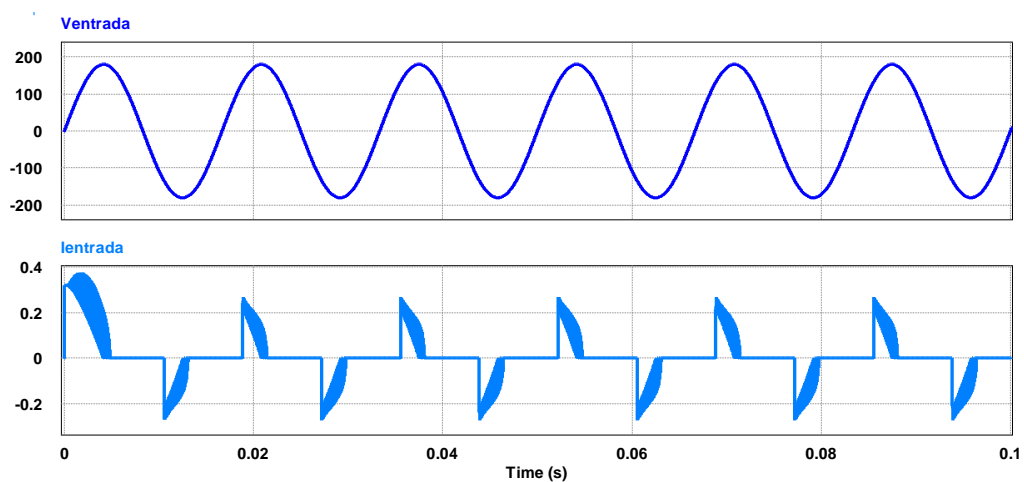


Figura 35. Formas de onda en la entrada.

El software PSIM® permite la opción de obtener la FFT de una señal, FFT es la abreviatura de (Fast Fourier Transform), la transformada de Fourier de la corriente de entrada se muestra en la Figura 36 donde se visualizan los diferentes armónicos de la señal analizada.

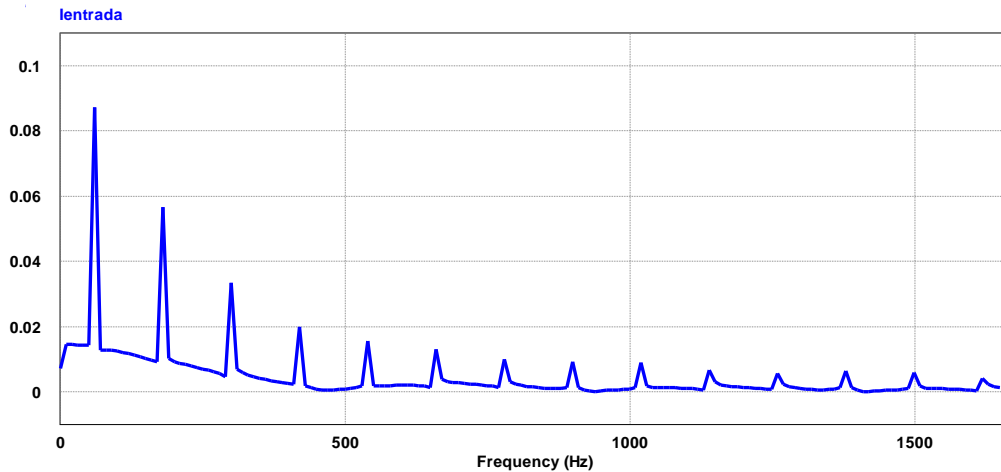


Figura 36. FFT de la corriente de entrada.

La Figura 37 y Figura 38 presenta el comportamiento de voltaje y corriente en los devanados primario y secundario del transformador, como se calculó en el punto 3.3 el transformador es reductor por lo que en la Figura 37 se observa que el voltaje en el devanado secundario (V_{N_s}) se reduce en comparación al devanado primario (V_{N_p}) mientras que en la Figura 38 se observa que la corriente en el devanado secundario (I_{N_s}) aumenta en comparación a la corriente en el devanado primario (I_{N_p}).

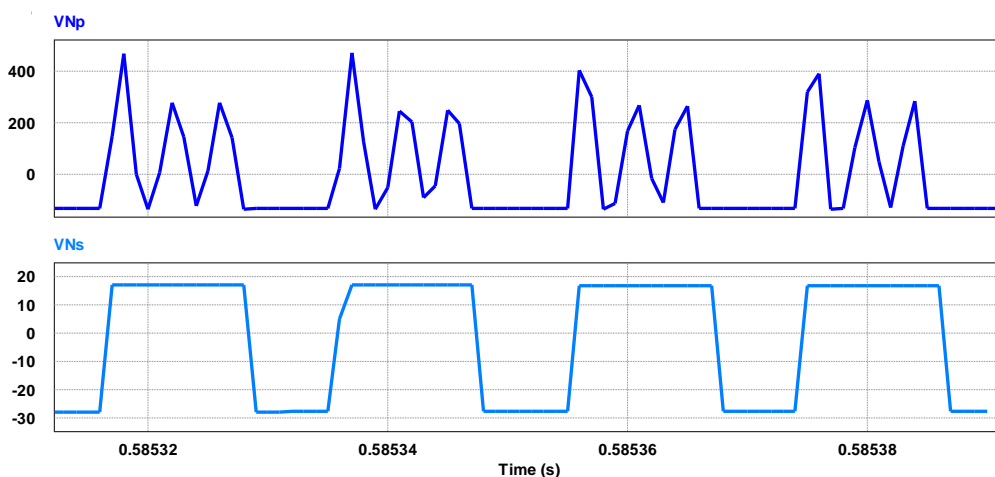


Figura 37. Voltajes en los devanados del Transformador.

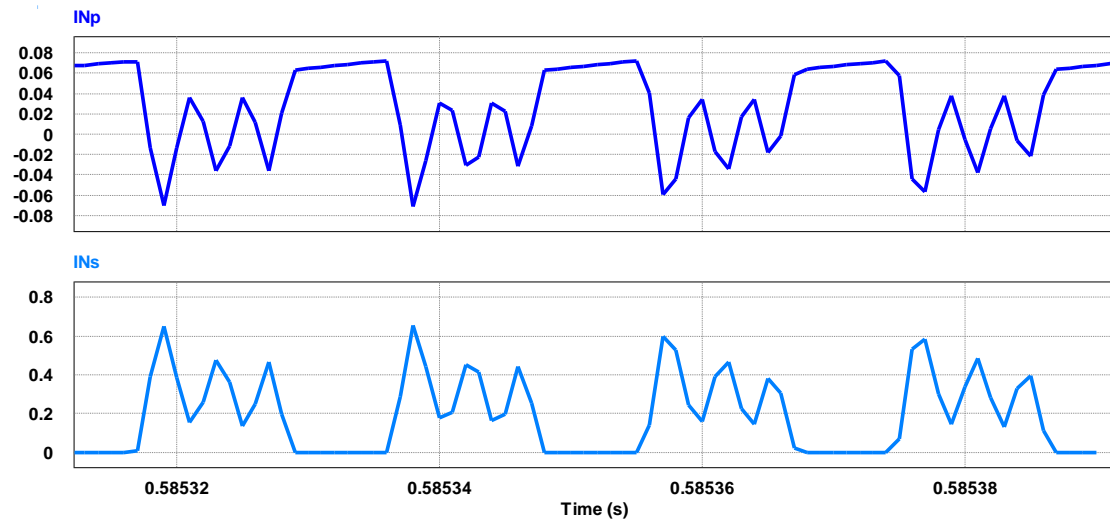


Figura 38. Corrientes en los devanados del transformador.

Las formas de voltaje y corriente en el diodo que se observan en la Figura 39 nos muestran que por el diodo existen picos de corriente de 0.6 A y voltajes pico de -50 V por lo que el diodo seleccionado es el MUR1100E.

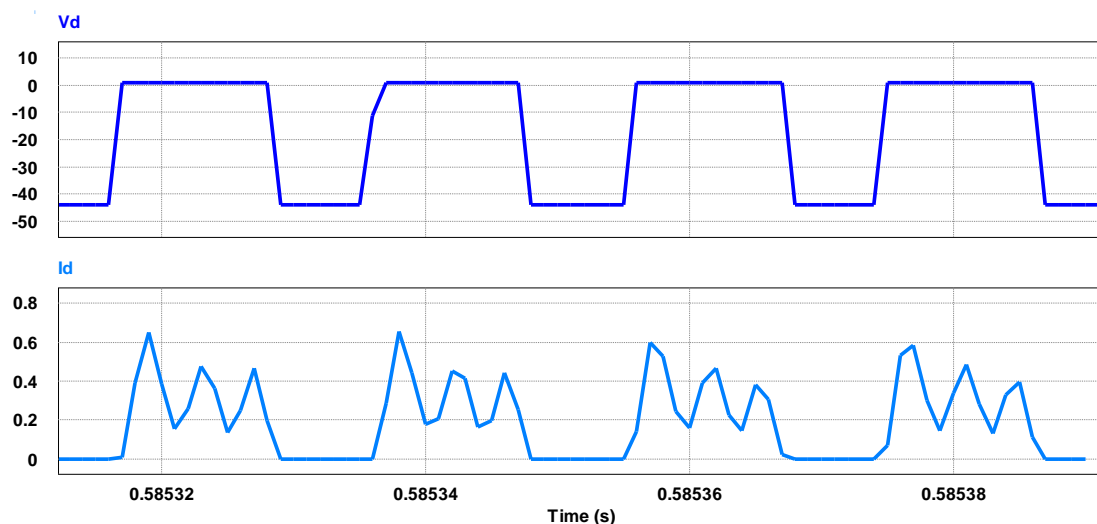


Figura 39. Formas de onda en el diodo.

El voltaje drenador-fuente en el Mosfet se muestra en la Figura 40 y se observa que por el drenador existen picos de voltaje de 600 V, el integrado elegido FT833B12 soporta 650 V.

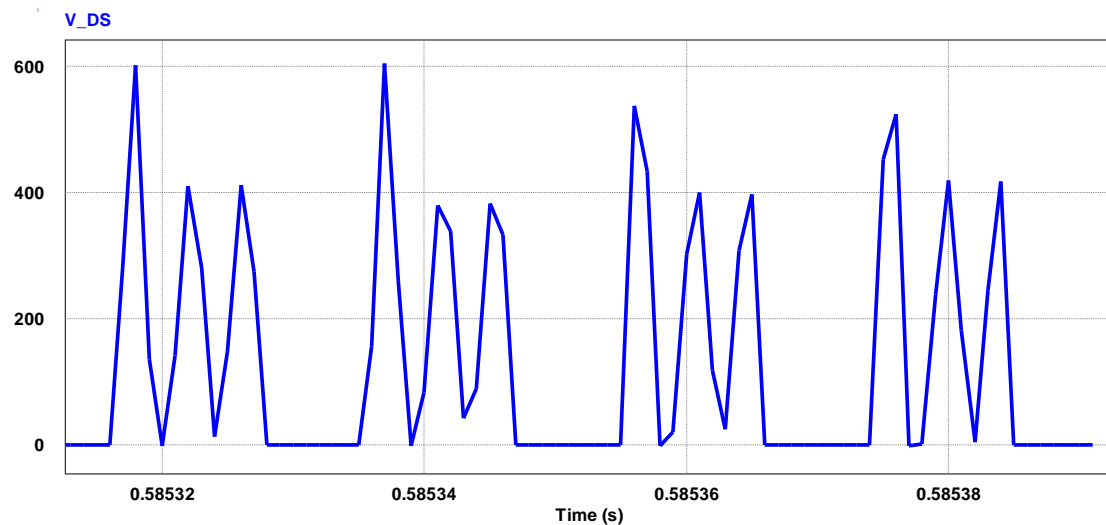


Figura 40. Forma de onda de voltaje drenador-fuente.

La Figura 41 muestra los pulsos de activación en la puerta del Mosfet con los tiempos tomados de la simulación en PSIM se calcula que se tiene un ciclo de trabajo (D) aproximadamente del 40%.

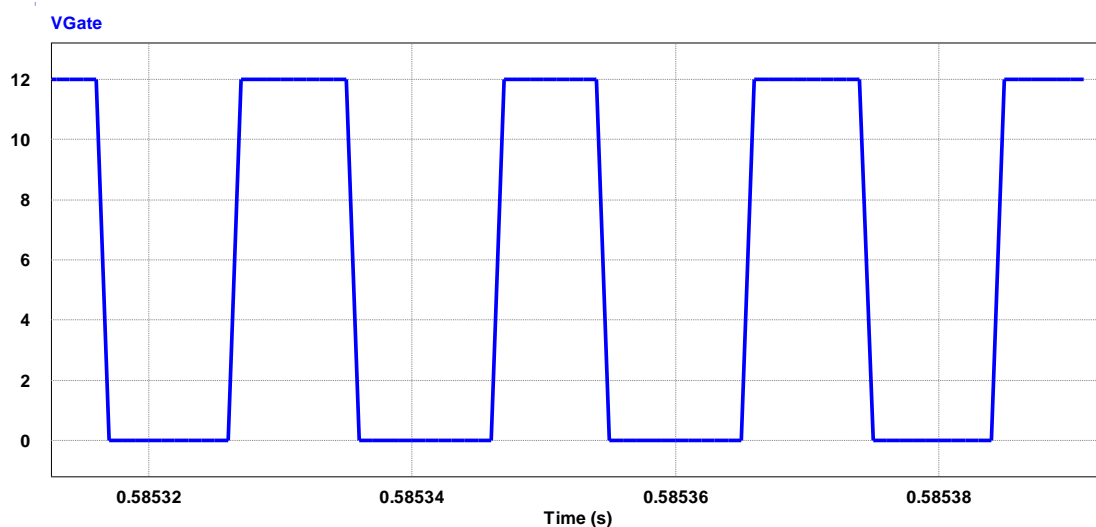


Figura 41. Pulsos en el pin puerta del Mosfet.

La Figura 42 muestra el comportamiento del voltaje y corriente de salida del convertidor, las 2 formas de onda presentan rizados de alta frecuencia que no son de mayor importancia en esta aplicación ya que no son perceptibles por el ojo humano, por otro lado se obtiene la corriente de funcionamiento del LED de 300 mA.

Por medio de la simulación implementada del convertidor, se obtiene las mediciones tanto de la potencia de entrada como la potencia de salida para el respectivo cálculo de su eficiencia. En este sentido, se tiene una potencia de entrada de 6.2 W y una potencia de salida de 5.22 W, teniendo una eficiencia simulada de:

$$\eta_{simulada} = 84.19\%$$

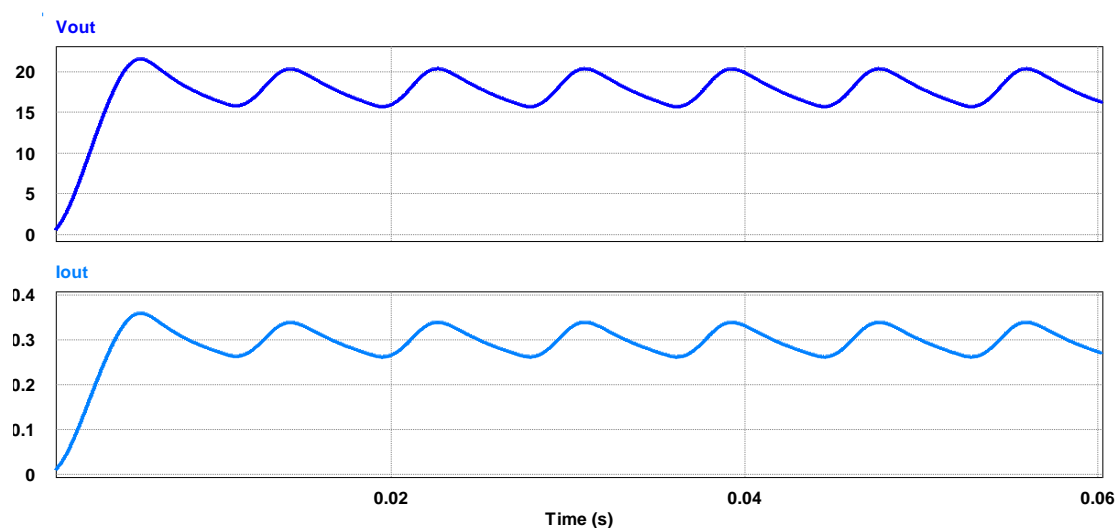


Figura 42. Formas de onda en la salida del convertidor.

4.4 Diseño de Placa

Todo el diseño de la placa del prototipo se realiza en Altium Designer versión 16. Con todas las observaciones y las selecciones de los componentes en capítulos anteriores, se procede a la creación del esquema del circuito final ver Figura 43 para posteriormente diseñar el PCB del prototipo.

Previamente al diseño de la PCB (Printed Circuit Board por sus siglas en inglés) del prototipo, se deben definir las reglas del documento PCB creado (el ancho de las pistas y la separación entre un Pad y una pista). Para la separación entre un Pad y una pista se considera que la mínima distancia es de 0.5 mm ver Figura 44; ya que la separación entre cada uno de los pines del circuito integrado FTT833B12 es de 0.57 mm (encapsulado SOP 8).

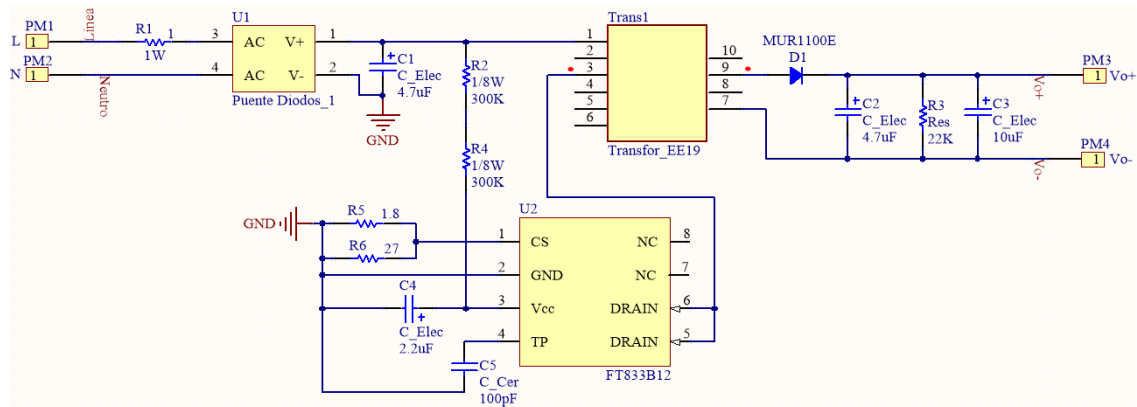


Figura 43. Esquema del prototipo driver.

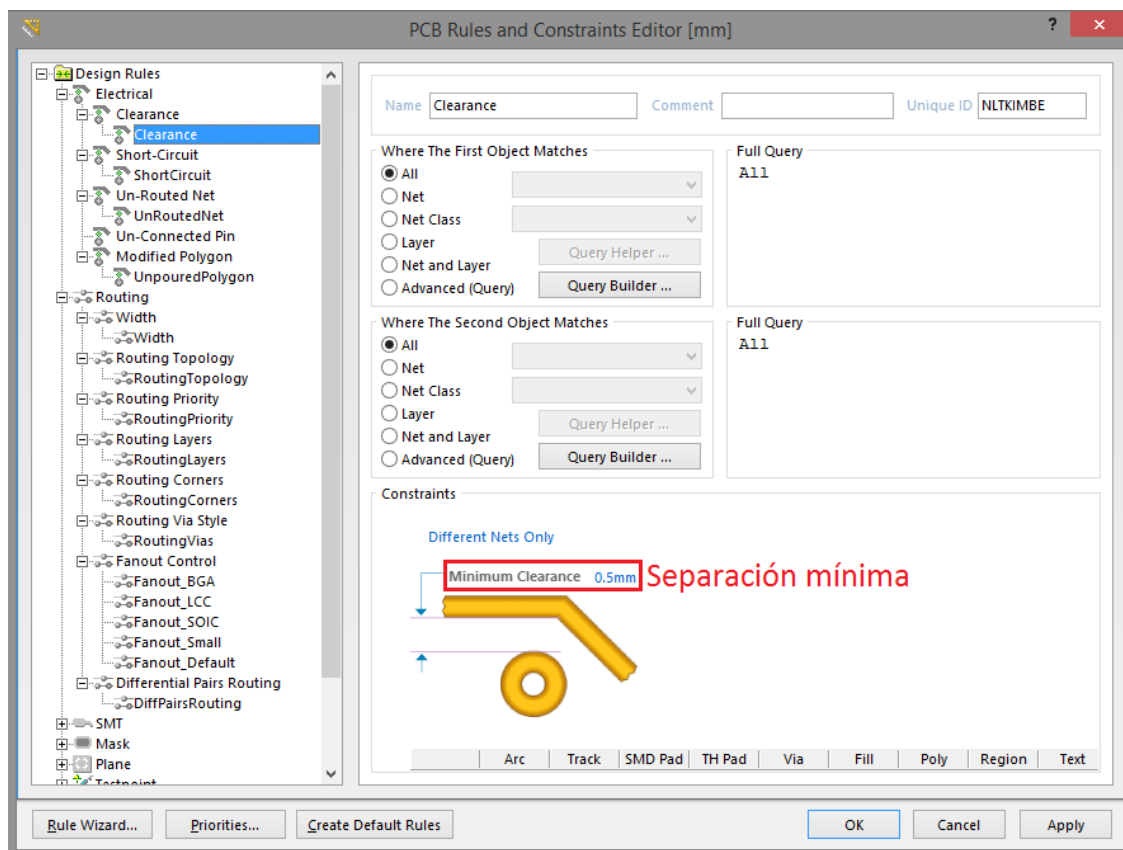


Figura 44. Separación mínima entre Pad y pista.

Para el grosor de las pistas, se toma en cuenta la corriente que maneja la pista, por lo tanto se toma una relación de 1 mm por 1 A; como la corriente de salida no supera los 300 mA y las corrientes en el resto del circuito no son mayores que la de salida, se consideró que el ancho de las pistas sea como máximo de 0.8 mm, en el caso hipotético de cualquier incremento en las corrientes; y un ancho mínimo de 0.5 mm.

Además se escogió esta medida para reducir el tamaño del prototipo final, los voltajes relativamente pequeños hacen que la separación entre pistas paralelas tenga la misma separación entre Pad y pista (0.5 mm) como se observa en la Figura 45.

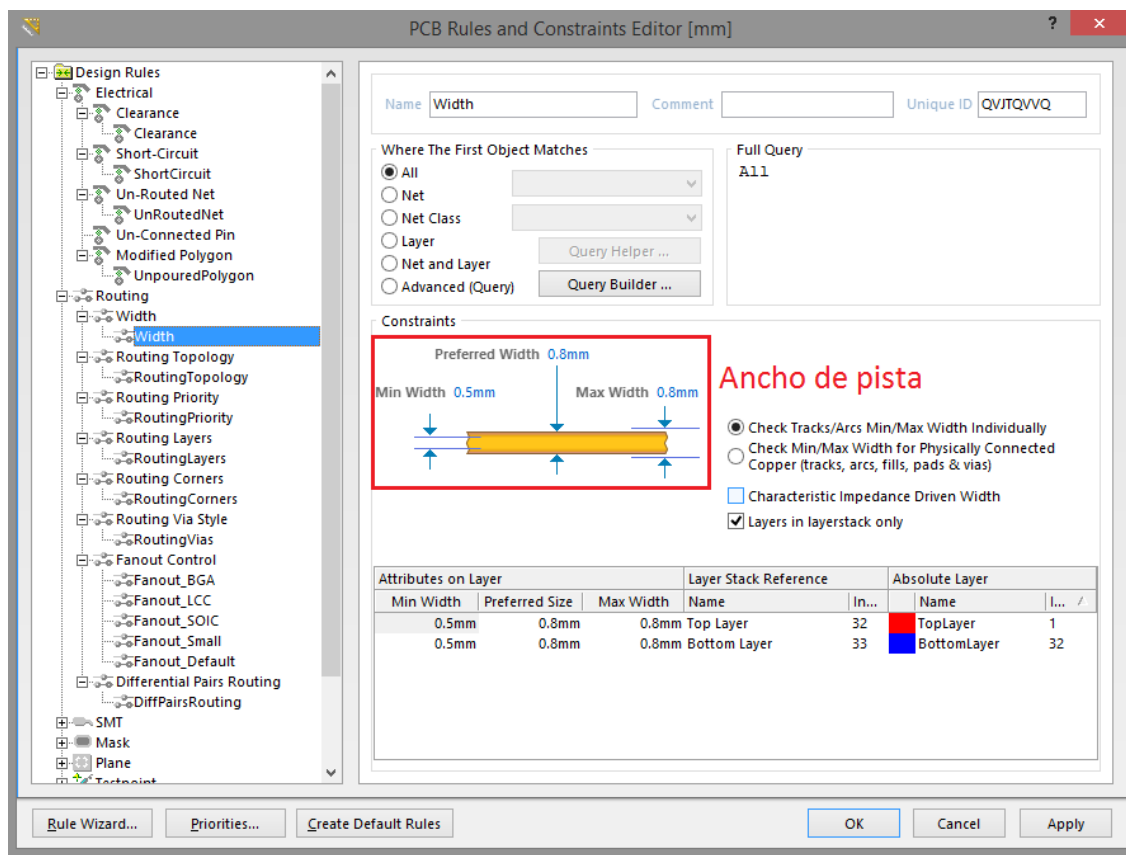


Figura 45. Ancho de pistas.

Todas las pistas que se conectan con el circuito integrado FTT833B12, no tendrán un ancho mayor a 0.6 mm. La razón de esta medida es por las pequeñas corrientes que manejan dichas pistas. En cambio que el ancho de las pistas de potencia y del transformador tendrán un ancho máximo de 0.8mm. Las medidas finales del prototipo se muestran en la Figura 46:



Previo al diseño final del prototipo driver, se realizaron varios modelos, en los cuales se modifica el ancho de las pistas, las dimensiones finales de la placa y el uso de distintos componentes como condensadores electrolíticos, transformadores y resistencias, ver ANEXO F.

La Figura 46 y Figura 47 muestra las vistas en 3D del Top Layer y Bottom Layer del prototipo final, en estas se puede observar todos los elementos utilizados y en el ANEXO C se muestra la vista superior, diagonal y lateral del prototipo final del driver diseñado.

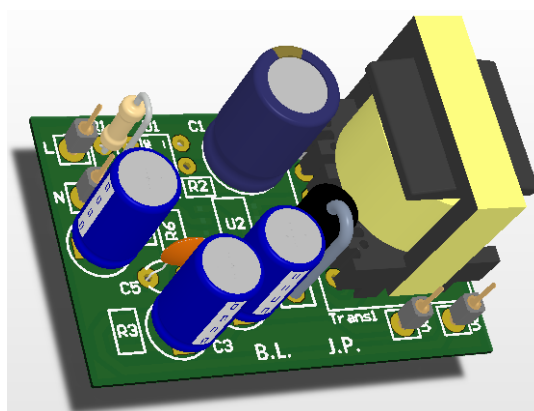


Figura 47. Vista 3D de Top Layer.

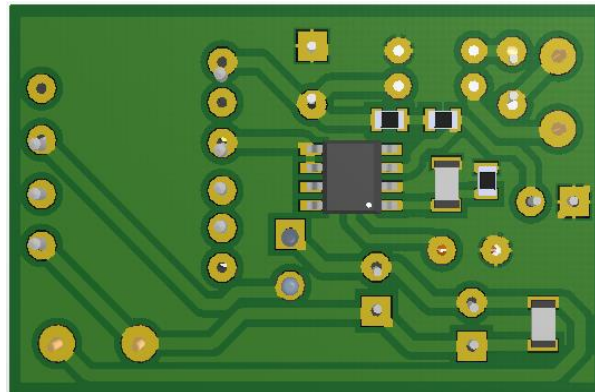


Figura 48. Vista 3D de Bottom Layer.

Después de realizar el dimensionamiento de los componentes del prototipo de driver, ver Figura 43; se procedió a realizar un estimación de costos. El costo unitario con la producción de 1000 unidades, es de \$2.09 con precios referenciales de Alibaba.com. Mientras que dicho precio incrementa a \$2.56 con precios referenciales de Digikey.com, sin considerar la mano de obra en cada uno de las estimaciones. Ver ANEXO G.



Universidad de Cuenca

5. Desempeño Teórico

5.1 Introducción

Uno de los aspectos de mayor importancia en el diseño de drivers para LEDs es la eficiencia del circuito. En este caso se busca un dispositivo que presente una gran diferencia en el manejo de energía con respecto a tecnologías anteriores a los LEDs. Para el análisis de la eficiencia del circuito propuesto se consideran todas las pérdidas en el circuito (elementos de conducción y transformador), la potencia de salida y la potencia de entrada. Para aquello se procederá a calcular todas las pérdidas de los semiconductores; pérdidas por conducción (P_{Cond}) y conmutación (P_{SW}) usados en el circuito de la Figura 43 y las pérdidas por conducción presentes en el transformador (P_{Cond}).

$$P_{cond} = I^2 * R_{DS_{ON}} = V * I \quad (5.1)$$

$$P_{SW} = Q_{rr} * V_{cc} * f_{SW} \quad \text{para Diodos} \quad (5.2)$$

$$P_{SW} = Q_g * V_{cc} * f_{SW} \quad \text{para Mosfet} \quad (5.3)$$

$$P_{losses} = P_{Cond} + P_{SW} \quad (5.4)$$

5.2 Pérdidas en semiconductores

5.2.1 FTT833B12

De la hoja técnica del FTT833B12 se toman el valor de la resistencia entre drenador–fuente ($R_{DS_{ON}}$) de su Mosfet interno:

$$R_{DS_{ON}} = 6 \, \Omega$$

Como $R_{DS_{ON}}$ es el único valor que se puede obtener de la hoja técnica, se procede a calcular únicamente sus pérdidas por conducción. El valor de las pérdidas por conmutación del Mosfet interno del circuito integrado, será indefinido por la razón de que no se puede obtener el valor de Q_g (carga total de la compuerta puerta) de su respectiva hoja de datos. La corriente que circula por el Mosfet del circuito integrado es la calculada en la sección 3.3 de la ecuación (3.5); por lo tanto, las pérdidas por conducción son:

$$P_{cond_FTT833B12} = I^2 * R_{DS_{ON}} = (0.2796)^2 * (6) = 0.469 \, W$$

Además, se considera el consumo de energía del circuito integrado FT833B12, específicamente del diodo zener interno del circuito integrado. Por medio de la simulación implementada, se obtiene tanto el voltaje como la corriente promedio del diodo para calcular su consumo energético:

$$P_{Dz_FTT833B12} = V_z * I_z = 13.331 * 0.181E - 3 = 2.71 \text{ mW}$$

Las pérdidas del circuito integrado FTT833B12 son:

$$P_{lossFTT833B12} = P_{Dz_FTT833B12} + P_{cond_FTT833B12} = 0.469 + 2.71E - 3 = 0.471 \text{ W}$$

5.2.2 Diodo D1 (MUR1100E)

Las pérdidas por conducción del diodo D1 de la Figura 43, están determinadas por la caída de tensión promedio; dato obtenido de los datos técnicos del diodo y la corriente aproximada que circula por el diodo, que según la topología usada se considerada como la corriente de salida. Por lo tanto las pérdidas por conducción son:

$$V_F = 1.625 \text{ V y } I_o = 0.3 \text{ A}$$

$$P_{cond_D1} = V_F * I_o = (1.625) * (0.3) = 0.4875 \text{ W}$$

A partir de la curva de capacitancia ánodo cátodo del diodo, se estiman las pérdidas por conmutación. De tal manera las pérdidas de conmutación del diodo están dadas por la ecuación (5.5) [31]:

$$P_{SW_D1} = C * V_R^2 * f_{SW} \quad (5.5)$$

Dónde: $C = 39 \text{ pF}$ es la capacitancia ánodo cátodo según los datos técnicos del fabricante, $V_R = 19 \text{ V}$ es el voltaje inverso al cual está el diodo y f_{SW} es la frecuencia de conmutación. De esta manera las pérdidas por conmutación del diodo son:

$$P_{SW_D1} = C * V_R^2 * f = (39E - 12) * (19)^2 * (52E3) = 0.73 \text{ mW}$$

Por lo tanto las pérdidas totales del diodo D1 son:

$$P_{lossD1} = P_{Cond_D1} + P_{SW_D1} = 0.4875 + 0.73E - 3 = 0.4882 \text{ W}$$

5.3 Pérdidas en el transformador

Las únicas pérdidas calculables en el transformador son las de conducción tanto en el bobinado primario y secundario; considerando las corrientes promedio, el calibre del conductor y el número de vueltas tanto de los bobinados primario y secundario calculados en la sección 3.3. Antes de calcular las pérdidas de los 2 bobinados, se debe calcular la longitud por vuelta; que está en función de las características del núcleo que se está usando ANEXO A y la resistencia de cada bobinado.

Para el cálculo de la longitud por vuelta ($L_{-vuelta}$ [cm]) se necesita del área eficaz del núcleo (A_e) expresado en m^2 :

$$A_e = 22.6mm^2 = 2.26e - 5m^2$$

Por lo tanto, la longitud por vuelta es:

$$L_{-vuelta} = 400 * \sqrt{A_e} = 400 * \sqrt{2.26e - 5} = 1.901cm$$

Las resistencias de los devanados primarios y secundarios están dadas por la siguiente ecuación:

$$R = R_{CU}xx_{100^{\circ}C} * N * L_{-vuelta} \quad (5.6)$$

Dónde:

$$R_{CU}XX_{100^{\circ}C} \left[\frac{\Omega}{cm} \right] \rightarrow \text{Resistividad de cable AWG}$$

$$N \rightarrow \text{Número de vueltas del bobinado}$$

$$L_{-vuelta} [cm] \rightarrow \text{Longitud por vuelta}$$

5.3.1 Pérdidas de bobinado primario

Previamente al cálculo de las pérdidas por conducción, se debe calcular la resistencia del bobinado primario. En el ANEXO D, se puede encontrar todos los datos de los cables seleccionados para la construcción del transformador. Pero la resistividad presentada en dicho anexo, está expresada en Ω/Km a una temperatura de $20^{\circ}C$, por lo que aplicando la siguiente expresión se obtiene la resistividad a $100^{\circ}C$:

$$R_{CU}xx_{100^{\circ}C} = \frac{1.35}{100000} R_{CU}xx_{20^{\circ}C} \quad (5.7)$$

En la sección 3.3 se ha seleccionado el calibre del cable primario de AWG 31. Aplicando la ecuación (5.7) se tiene que:

$$R_{CU31_{100}^{\circ}C} = \frac{1.35}{100000} 425 = 5.737e - 3 \Omega/cm$$

Por lo tanto, la resistencia del devanado primario aplicando la ecuación (5.6) y el número de vueltas calculada en la sección 3.3 se tiene:

$$R_p = R_{CU31_{100}^{\circ}C} * N_p * L_{vuelta} = 5.737e - 3 * 170 * 1.901 = 1.85402 \Omega$$

Finalmente, las pérdidas del bobinado primario son:

$$P_{primario} = I_{P_{RMS}}^2 * R_p = 0.114146^2 * 1.85402 = 0.0241566 W$$

5.3.2 Pérdidas de bobinado secundario

Se sigue el mismo procedimiento que se realizó para el cálculo de las pérdidas en el bobinado primario sección 5.3.1. En primer lugar, se calcula la resistividad del cable AWG; que para el bobinado secundario se eligió el AWG 28 según la sección 3.3 Con los datos del ANEXO E, para el cable AWG 28 y la ecuación (5.7) se obtiene el siguiente valor para:

$$R_{CU28_{100}^{\circ}C} = \frac{1.35}{100000} 212.5 = 2.868e - 3 \Omega/cm$$

Ahora, la resistencia del bobinado secundario, tomando en cuenta el número de vueltas del bobinado secundario calculado en la sección 3.3, es:

$$R_s = R_{CU28_{100}^{\circ}C} * N_s * L_{vuelta} = 2.868e - 3 * 38 * 1.901 = 0.207176 \Omega$$

Por lo que las pérdidas del bobinado secundario son:

$$P_{secundario} = I_{S_{RMS}}^2 * R_s = 0.20847^2 * 0.207176 = 0.0090038 W$$

Finalmente las pérdidas totales del transformador son:

$$P_{trans} = P_{primario} + P_{secundario} = 0.0241566 + 0.0090038 = 0.0331 W$$

Además se calcula las pérdidas de las principales resistencias del circuito implementado, como: R1, R2, R3 y R4 de la Figura 43. Para el cálculo de las pérdidas de las resistencias mencionadas anteriormente, se consideran corrientes y voltajes promedio de las mismas. De esta manera:

$$P_{R1} = V_{R1} * I_{R1} = 1.098E - 3 * 1.098E - 3 = 7.27 mW$$

$$P_{R2-R4} = V_{R2-R4} * I_{R2} = 141.64 * 0.236E - 3 = 0.0338 W$$

$$P_{R3} = V_{R3} * I_{R3} = 17.59 * 0.799E - 3 = 0.014 \text{ W}$$

$$P_{Re} = P_{R1} + P_{R2-R4} + P_{R3} = 0.014 + 0.0338 + 7.27E - 3 = 0.05507 \text{ W}$$

Para obtener las pérdidas totales del circuito, únicamente se suman todas las pérdidas tanto de los semiconductores, transformador y resistencias:

$$P_{Totales} = P_{lossFTT83B12} + P_{lossD1} + P_{trans} + P_{Re}$$

$$P_{Totales} = 0.4882 + 0.4875 + 0.0331 + 0.05507 = 1.06387 \text{ W}$$

Para obtener la eficiencia teórica del circuito se emplea la siguiente ecuación:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{Totales}} \quad (5.8)$$

En donde:

$$\eta = \frac{6}{6 + 1.06387} = 0.8493 \quad (5.8)$$

$$\eta = 84.93\% \quad (5.9)$$



Universidad de Cuenca

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez

6. Desempeño experimental del driver LED

6.1 Introducción

En este capítulo se presentan las diferentes pruebas experimentales realizadas al driver LED diseñado. Además se realiza el cálculo de potencias de entrada y salida para posteriormente calcular la eficiencia y realizar su comparación con respecto a otros drivers LED que se comercializan en el mercado.

6.2 Pruebas Experimentales

Para las mediciones experimentales en las diferentes etapas del convertidor se utilizaron sondas de voltaje aisladas Marca Tektronix modelo P5200A así como también sondas de corriente Tektronix modelo TCP303.

6.2.1 Transformador

Se realiza la siguiente prueba que se observa en la Figura 49 del transformador en vacío para comprobar la relación del transformador, donde en el devanado primario se ingresa una señal sinusoidal de 50 KHz con voltaje pico-pico $V_{pp} = 20\text{ V}$. En el punto 3.3 se explica que se elige $N_p = 170$ y $N_s = 38$ por lo que la relación de transformación es igual a:

$$N = \frac{N_p}{N_s} = \frac{170}{38} = 4.47 \quad (6.1)$$

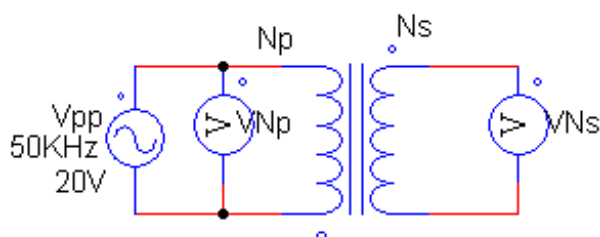


Figura 49. Prueba realizada en el transformador.

En la Figura 50 se observa en su parte superior la forma de onda de voltaje del devanado primario y en la parte inferior la que se obtiene en el devanado secundario.

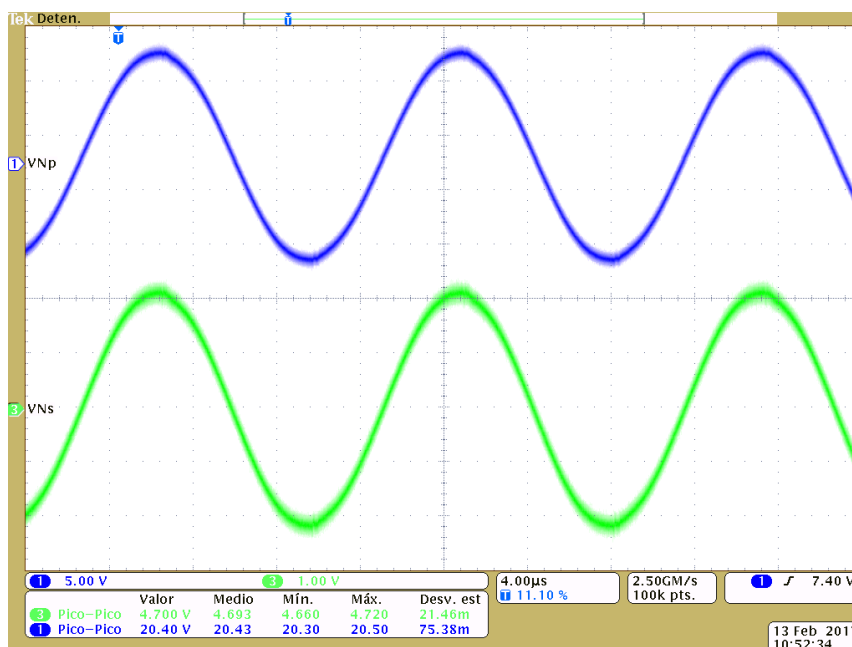


Figura 50. Formas de onda en los devanados del transformador

Con lo que se puede calcular la relación de transformación con los voltajes obtenidos en las formas de onda.

$$N = \frac{V_{Np}}{V_{Ns}} = \frac{20.40}{4.7} = 4.34 \quad (6.2)$$

Con los resultados obtenidos en las ecuaciones (6.1) y (6.2) se puede verificar que la relación de transformación medida es aproximada a la calculada.

Mediciones en las principales etapas del driver

A continuación, en la Figura 51 se presenta la forma de onda de voltaje obtenido en el capacitor post-rectificador. En dicha figura se observa que el voltaje posee rizos con un valor aproximado de 60 V. La razón de que la existencia una variación de voltaje tan grande es por la selección de un condensador pequeño para la salida de la etapa de rectificación; esto por motivos de incrementar la eficiencia del prototipo diseñado.

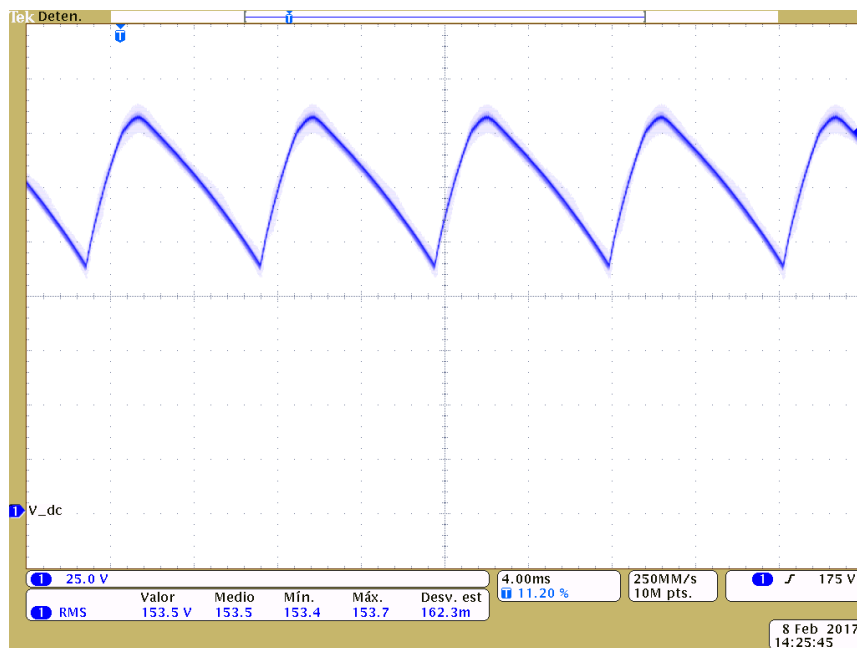


Figura 51. Voltaje en la salida del rectificador.

En la Figura 52 se tiene la forma de onda de voltaje del diodo, en la cual se observa que existen voltajes picos instantáneos de -75 V. El diodo usado en el prototipo diseñado (MUR1100E) puede soportar picos repetitivos de voltaje inverso de 1000 V; por lo cual el pico de -75 V presentado en dicha figura no afectaría el funcionamiento y la integridad del diodo.

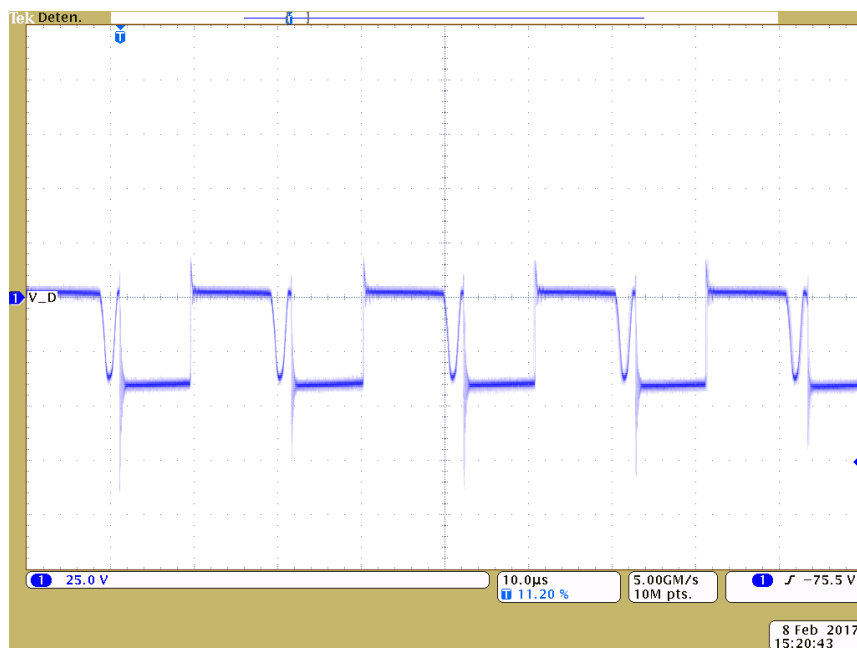


Figura 52. Voltaje en el diodo.

En la Figura 53 se muestra el voltaje en el pin drenador del circuito integrado FT833B12, en la cual se observan picos instantáneos de 650 V. El Mosfet interno del circuito integrado FT833B12 puede soportar un voltaje drenador-fuente de 650 V, por lo cual los picos instantáneos mostrados en dicha figura no presentan ningún riesgo al funcionamiento del circuito integrado.

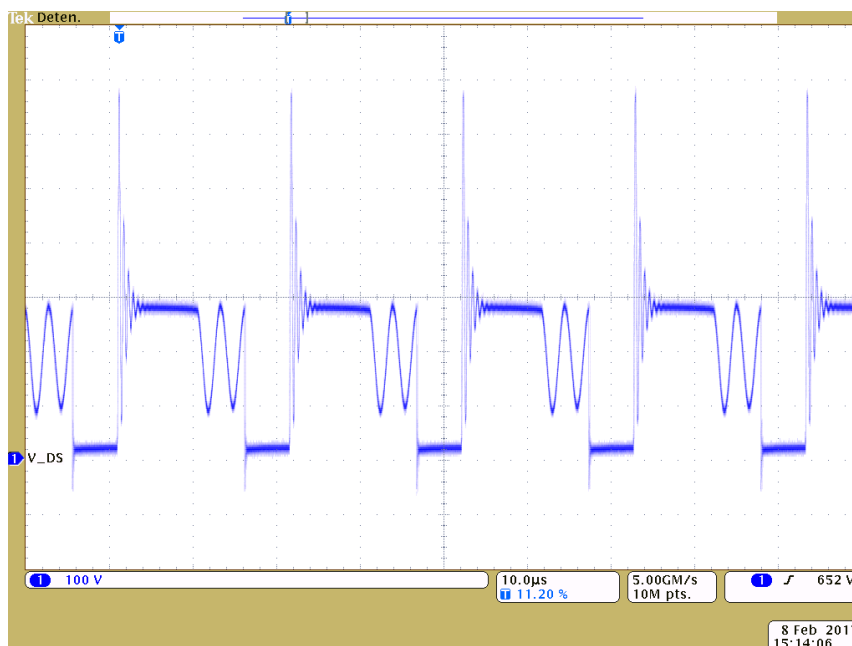


Figura 53. Voltaje drenador-fuente.

El comportamiento de los voltajes en el transformador se presenta en la Figura 54. En la misma figura se observa que el voltaje del devanado secundario (V_{N_S}) se reduce en comparación al voltaje del devanado primario (V_{N_P}) ya que como se indicó en el punto 3.3 es un transformador reductor.

De esta figura, la información más relevante es que el comportamiento del voltaje del devanado primario del transformador tiene una forma de onda muy similar al del voltaje drenador del Mosfet interno del circuito integrado FT833B12. Además se observan picos instantáneos de voltaje cercanos a 500 V.

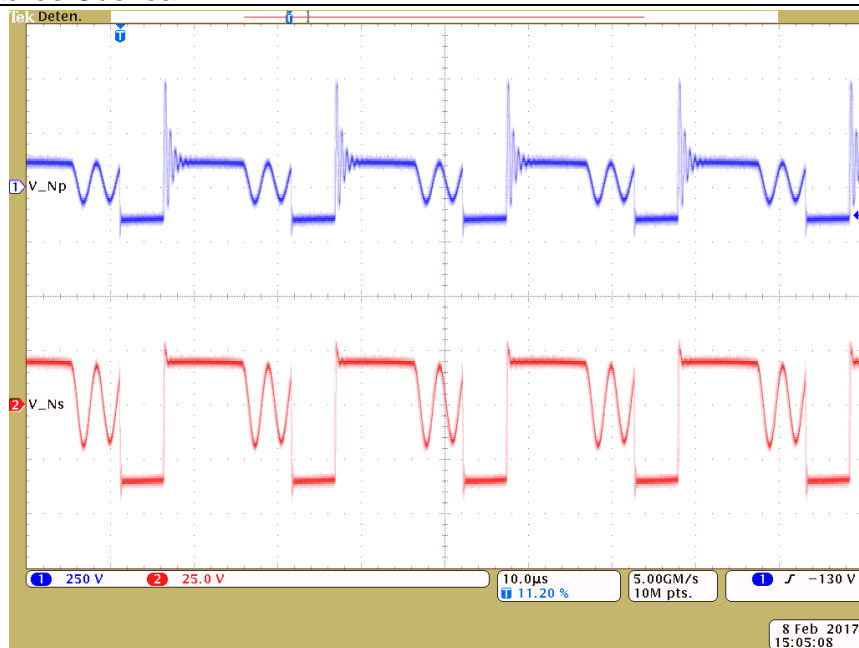


Figura 54. Voltaje en los devanados del transformador.

Las formas de onda en la entrada del prototipo de driver diseñado son las que se observan en la Figura 55, así como las formas de onda obtenidas en la salida del mismo convertidor se observan en la Figura 56. Por medio de las etiquetas de cada una de las señales presentadas en las figuras mencionadas anteriormente, se puede identificar tanto la potencia de entrada como la potencia de salida.

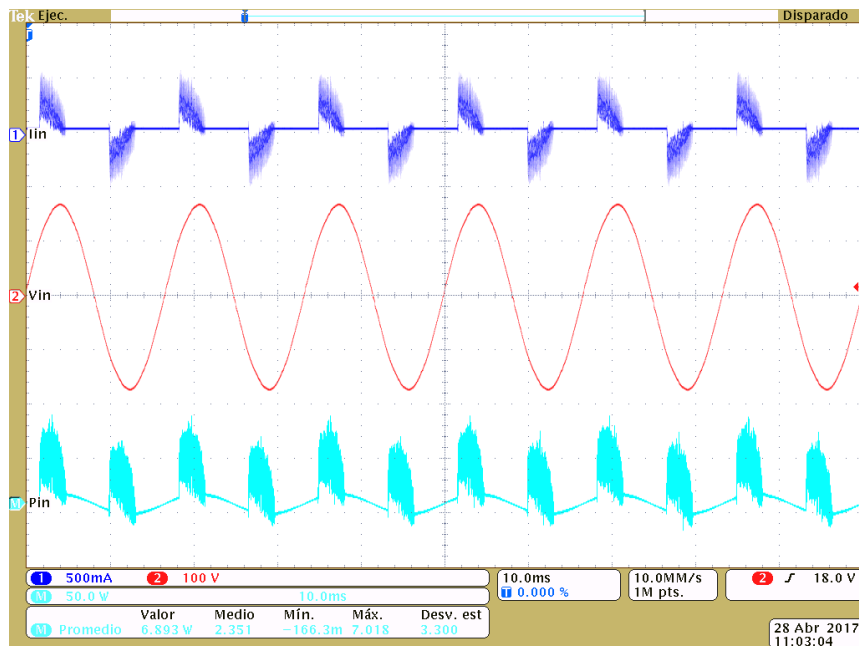


Figura 55. Forma de ondas obtenidas a la entrada del driver diseñado.

La corriente de entrada del prototipo de driver diseñado; Figura 55, tiene el típico comportamiento de una onda de corriente en convertidores de potencia sin PFC. Las variaciones en el voltaje y corriente de salida presentadas en la Figura 56, son de 1.5 V y de 80 mA respectivamente. Además en cada una de las figuras, se puede observar el valor promedio tanto de la potencia de entrada como la potencia de salida.

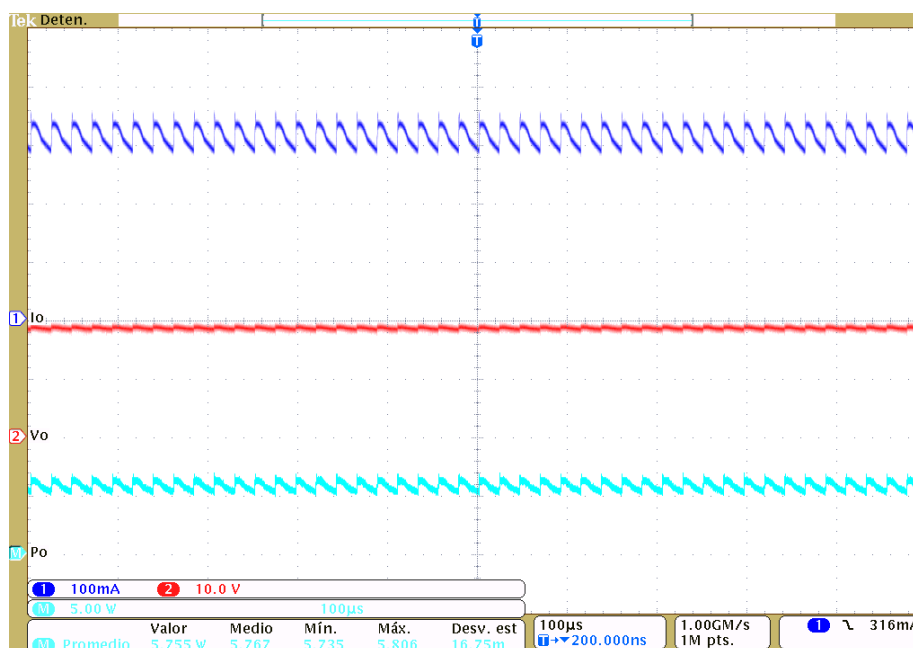


Figura 56. Formas de onda obtenidas a la salida del driver diseñado.

6.3 Mediciones realizadas a drivers LEDs existentes en el mercado

En este punto se realizan mediciones a dos drivers LED de diferentes marcas comerciales: Eilum y Ledex. Se hacen mediciones de voltaje y corriente en la entrada y salida del driver para poder obtener, por medio del osciloscopio, sus potencias respectivas. Posteriormente se calcula la eficiencia de cada driver. Todos los drivers son conectados a una misma luminaria LED y las mediciones son realizadas bajo el mismo protocolo de prueba ver Figura 57 y el ANEXO B.

Las herramientas de mediciones fueron una sonda de corriente Tektronix con su respectivo amplificador (modelos TCP A303 y TCPA300, respectivamente) y una sonda de tensión aislada Tektronix P5200A. En este sentido, el osciloscopio usado fue un Tektronix DPO4104 con una configuración de adquisición de datos en alta resolución y una longitud de registro de 10M.

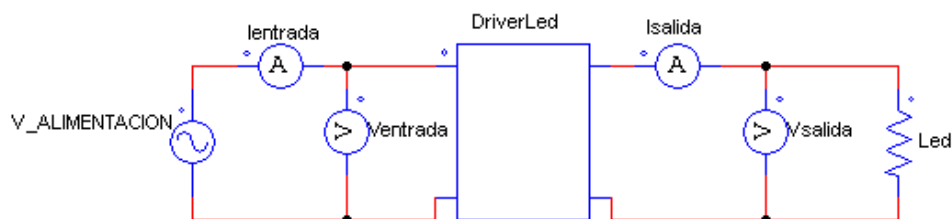


Figura 57. Protocolo de prueba.

6.3.1 Mediciones realizadas en el driver LED marca Eilum de 6W

Las mediciones se realizan conectando el driver LED a la línea de voltaje residencial de 127 Vrms, las mediciones obtenidas en la entrada del driver LED se observan en la Figura 58, en la cual se observa el comportamiento típico de corriente de entrada en un convertidor de potencia sin PFC.

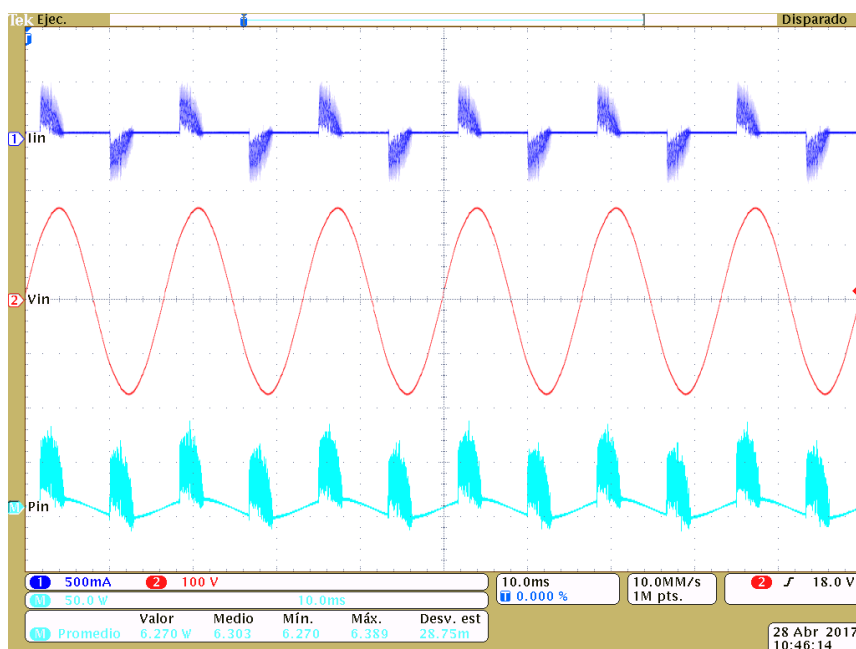


Figura 58. Formas de onda obtenidas en la entrada del driver Eilum.

De la misma manera se procede a realizar mediciones en la salida del driver LED, las formas de onda de voltaje y corriente de salida se observan en la Figura 59, donde se visualiza que la corriente de salida tiene una variación de 0.1 A y las variaciones de voltaje en la salida de este driver son de 1 V.

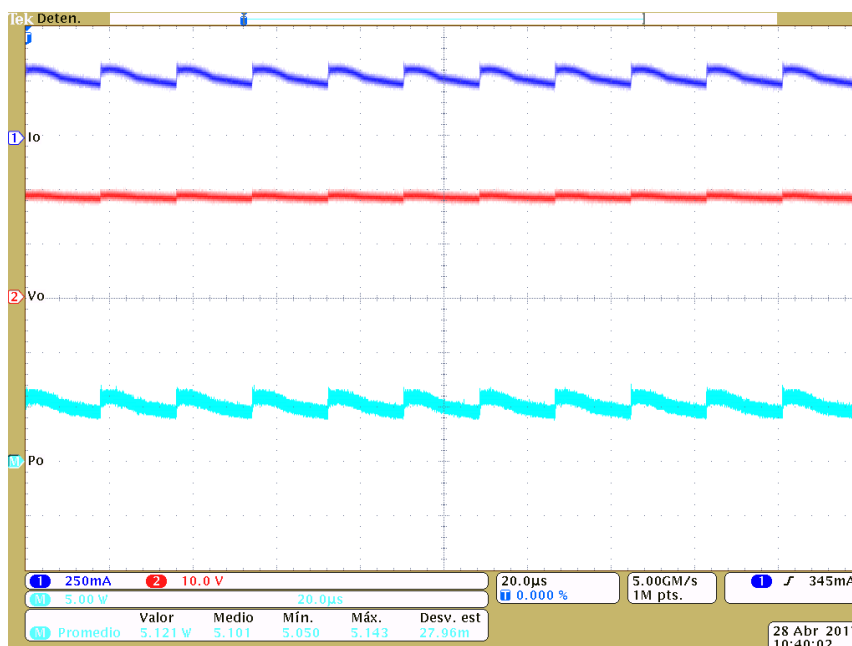


Figura 59. Formas de onda obtenidas en la salida del driver Eilum.

De la Figura 58 y Figura 59 en el lado izquierdo inferior se puede ver el valor promedio de las potencias de entrada y de salida respectivamente.

6.3.2 Mediciones realizadas en el driver LED marca Ledex de 6W

Las mediciones se realizan bajo el mismo protocolo de pruebas y las formas de onda de voltaje y corriente de entrada son las que se presentan en la Figura 60, donde se observa el mismo comportamiento de la corriente de entrada presente en el anterior driver analizado.

De igual manera se procede a realizar las mediciones de voltaje y corriente en la salida del driver Ledex y su resultado se presenta en la Figura 61, donde se observa variaciones de voltaje de 2 V y variaciones de corriente de salida 0.12 mA.

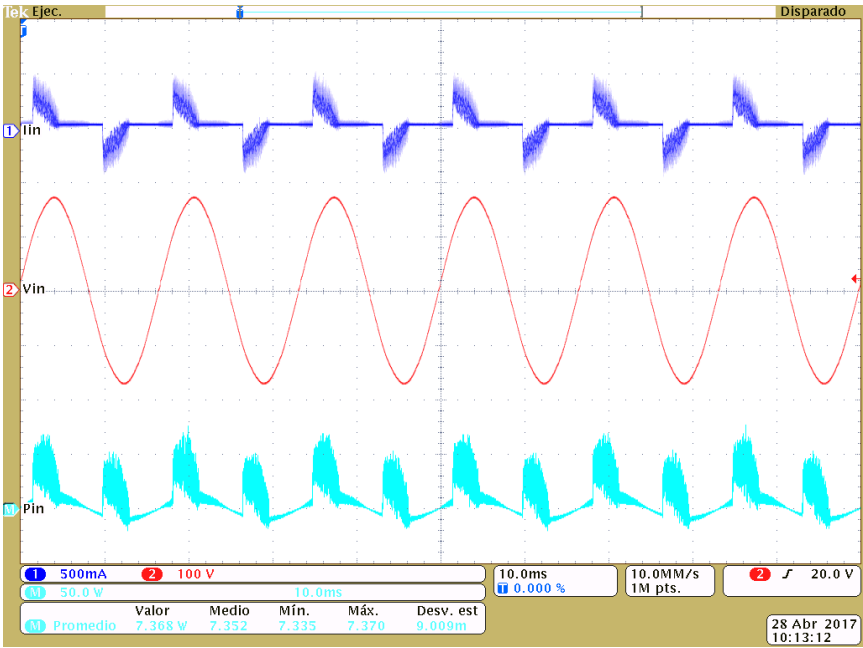


Figura 60. Formas de onda obtenidas en la entrada del driver Ledex.

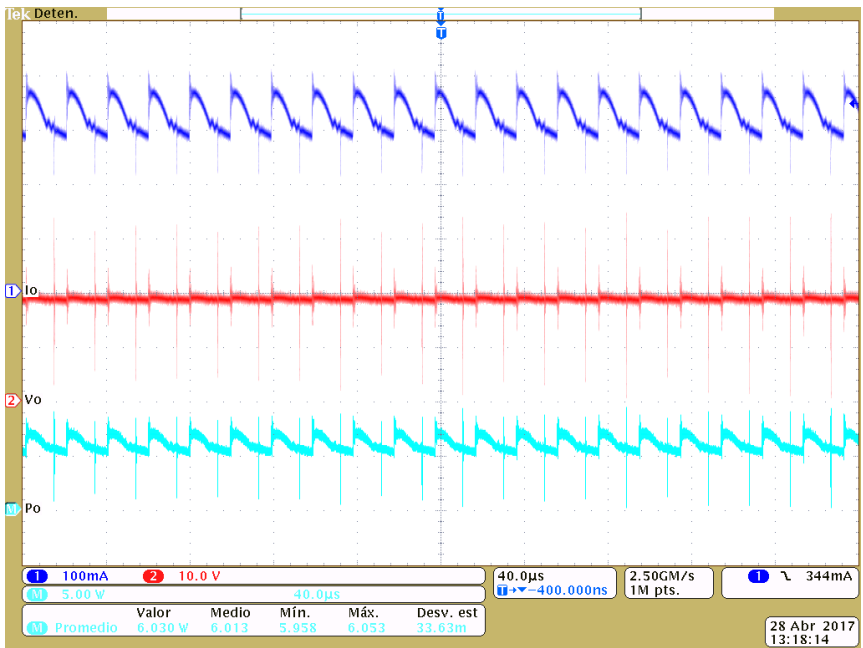


Figura 61. Formas de onda obtenidas en la salida del driver Ledex.

6.4 Análisis de eficiencia y comparación con drivers comerciales

Para el análisis de rendimiento se toman los valores de corriente y voltaje medidos en la entrada y salida de cada convertidor analizado (desde Figura 55 hasta Figura 61) y los resultados se presentan en la Tabla 12.

Driver	P_{in} (W)	P_{out} (W)	η (%)	η con respecto a Eilum
Eilum	6,27	5,121	81,67	0
Ledex	7,368	6,03	81,84	0.2 %
Prototipo Diseñado	6,893	5,755	83,49	2.2 %

Tabla 12. Análisis de Rendimiento.

La información más relevante que se obtiene de la Tabla 12 es que el prototipo de driver diseñado es en promedio 2% más eficiente que los drivers comerciales.

6.5 Distorsión Armónica Total THD

La tasa de distorsión armónica es frecuentemente utilizada para definir la importancia del contenido armónico de una señal alternativa. Indica la medida de coincidencia entre una onda y su componente fundamental es decir la relación entre el valor eficaz total de las componentes armónicas y el valor eficaz correspondiente a la componente fundamental [30]. El sistema de alimentación en Ecuador opera a 60 Hz por lo que existen armónicos en las frecuencias que son múltiplos enteros a esta frecuencia de operación.

THD_i es la Distorsión Armónica Total (i=corriente) se calcula con la siguiente ecuación:

$$THD_i = \sqrt{\frac{\sum_2^n (I_{sn})^2}{(I_{s1})^2}} * 100\% \quad (6.3)$$

El osciloscopio utilizado Tektronix DPO 4104 tiene la opción de FFT y aplicando esta opción a las formas de onda de corriente de entrada en los diferentes drivers LED, en las figuras de la 62 - 64 se observan los 8 primeros armónicos impares de cada driver con carga nominal. Por medio de los cursores del osciloscopio usado, se midió la amplitud de cada uno de los armónicos para su posterior cálculo de THD_i.

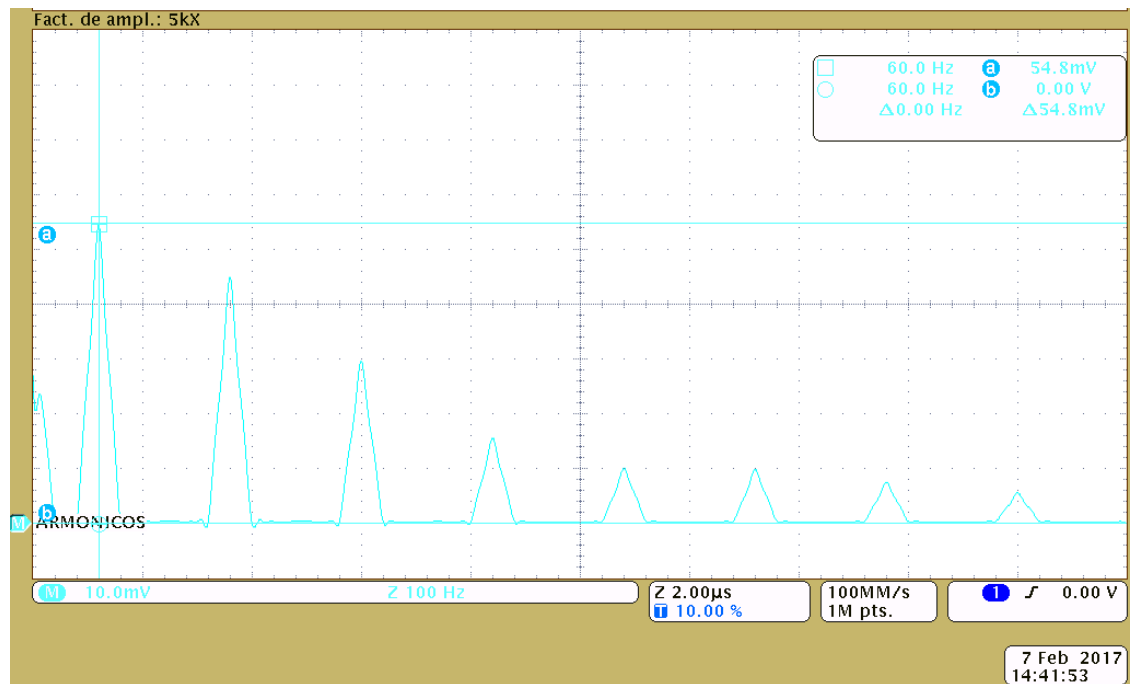


Figura 62. Armónicos de la corriente en luminaria Eilum.

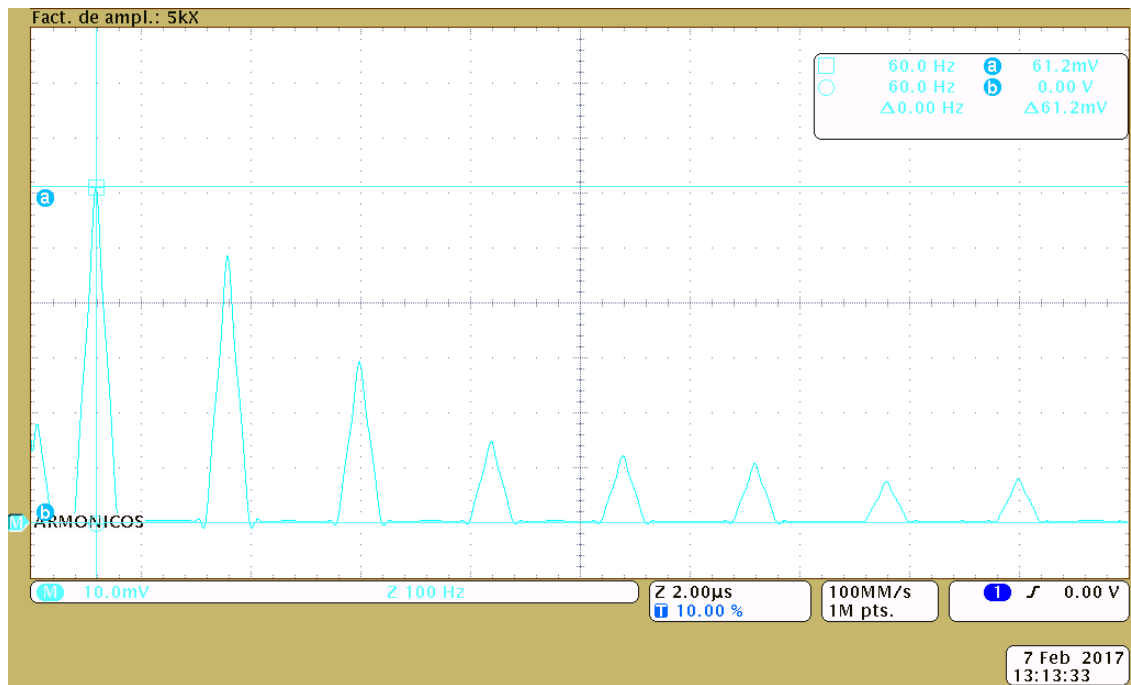


Figura 63. Armónicos de la corriente en luminaria Ledex.

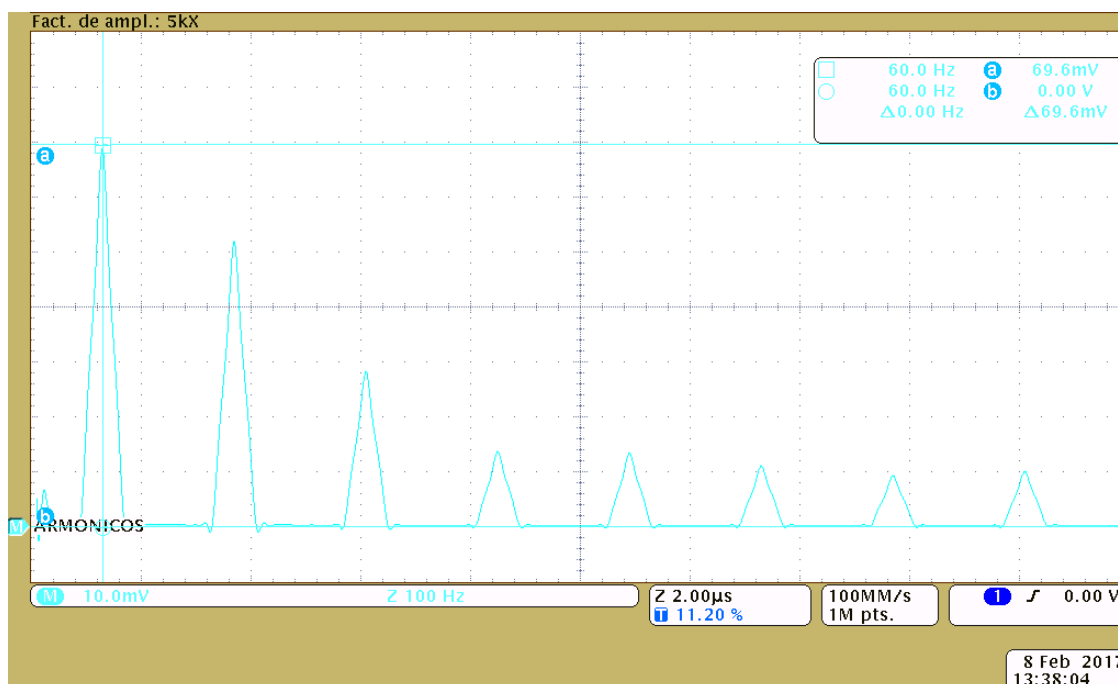


Figura 64. Armónicos de la corriente en driver diseñado.

Con los valores de los armónicos que se muestran en las figuras (62 – 63 - 64) y con la fórmula (6.3) se calcula el valor del THD (distorsión armónica total) los resultados se presentan en la Tabla 13.

La información más relevante que se obtiene de la Tabla 13 es que el prototipo del driver diseñado presenta mejores características en relación con los drivers seleccionados ya que tiene un THDi menor en aproximadamente 10%.

	Eilum	Ledex	Prototipo Diseñado
FRECUENCIA [Hz]	I [mA]	I [mA]	I [mA]
60 (Armónico 1)	54,8	61,2	69,6
180 (Armónico 3)	44,4	48,2	52,2
300 (Armónico 5)	29,8	29,2	28,4
420 (Armónico 7)	16	14,8	13,6
540 (Armónico 9)	10	11,8	13,4
660 (Armónico 11)	9,4	10,4	11,4
780 (Armónico 13)	7,4	8	9,4
900 (Armónico 15)	5,4	8,4	9,6
THDi [%]	106,21	100,41	93,18

Tabla 13. Valor de los armónicos y THDi de los drivers.

6.6 Análisis Térmico

Mediante un análisis térmico se procede a realizar un estudio de pérdidas energéticas mediante la observación del calentamiento de algunos de los componentes usados del prototipo. En este análisis interviene la resistencia térmica de unión a ambiente ($R_{\theta JA}$) y la energía o potencia disipada de cada uno de los componentes analizados. Como no todos los componentes usados en el prototipo poseen una propia hoja técnica o datos técnicos que puedan ayudar al análisis térmico; se procede únicamente a realizar un análisis del transformador y del diodo ya que son los únicos que cuentan con la información necesaria. Las pérdidas disipadas en forma de calor de los componentes mencionados anteriormente, están dadas por la siguiente ecuación:

$$T = T_0 + R_{\theta JA} * P_{Loss} \quad (6.4)$$

De esta ecuación, la temperatura ambiente es $T_0 = 20^\circ C$. Considerando todas las pérdidas presentes en cada uno de los elementos que se procede a realizar el análisis térmico.

6.6.1 Transformador

El transformador del prototipo al no poseer las características técnicas del núcleo utilizado, no posee el dato técnico de la resistencia térmica de unión a ambiente. Por lo tanto, se utiliza una estimación mediante la ecuación (6.5) [34] para su respectivo cálculo:

$$R_T = \frac{23}{(A_e A_w)^{0.37}} \quad (6.5)$$

De donde:

$A_w = 54.7 mm^2$ es el área de la ventana del núcleo.

$A_e = 22.6 mm^2$ es el área efectiva del núcleo usado ver ANEXO A.

Por lo tanto el resultado de la ecuación (6.5) es de $R_T = 9^\circ C/W$. Por lo tanto, usando la ecuación (6.4) y considerando las pérdidas calculadas en la sección (5.3), la potencia disipada como calor por parte del transformador es:

$$Temp_{transfo} = 20 + 9 * 0.0331 = 20.3^\circ C \quad (6.6)$$



6.6.2 Diodo

La resistencia térmica de unión a ambiente del diodo empleado en el prototipo, depende del método de montaje que se adopta en la elaboración de la placa del prototipo. Por medio de su hoja técnica del diodo MUR1100E, el $R_{\theta JA}$ del diodo del prototipo corresponde al método 3 de montaje cuyo $R_{\theta JA} = 50^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Considerando una temperatura ambiente de 20°C y las pérdidas existentes en el diodo calculadas en la sección (5.3) la potencia disipada como calor por parte del diodo está dada por:

$$Temp_{diodo} = 20 + 50 * 0.4875 = 44.37^{\circ}\text{C} \quad (6.7)$$

En la Figura 65, Figura 66 y Figura 67 se presenta la Vista Superior, Vista Inferior y Vista Lateral de las imágenes termográficas tomadas del prototipo driver diseñado. En la Figura 65 se observa que la mayor temperatura de los componentes se presenta en el diodo con 77°C aproximadamente. Esta temperatura calculada por medio de la ecuación (6.7) es de 44.37°C existiendo una diferencia de 33°C con la temperatura medida en dicho componente, ver Figura 68.

Las razones de las diferencias entre las temperaturas calculadas y medidas del diodo y transformador se les atribuyen a posibles errores de medición y falta de datos técnicos para un cálculo más exacto, respectivamente.

La Figura 66 tomada de la vista inferior, muestra que el componente que alcanza mayor temperatura en esta cara es el circuito integrado FT833B12 alcanzando temperaturas aproximadas a los 75°C .

En la Figura 67 se tiene una Vista Lateral del convertidor, donde se observan todos los componentes utilizados y donde se observa que los componentes que alcanzan mayor temperatura son el diodo y el circuito integrado. Además en esta figura se observa que la temperatura del transformador es de 45°C .

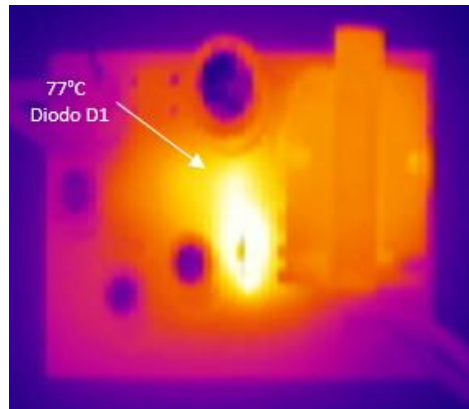


Figura 65. Imagen termográfica de Vista Superior del driver diseñado.

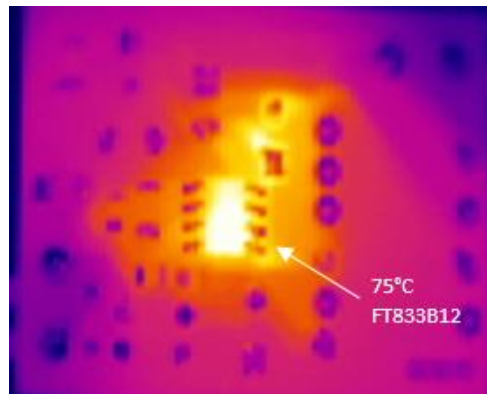


Figura 66. Imagen termográfica de Vista Inferior del driver diseñado.

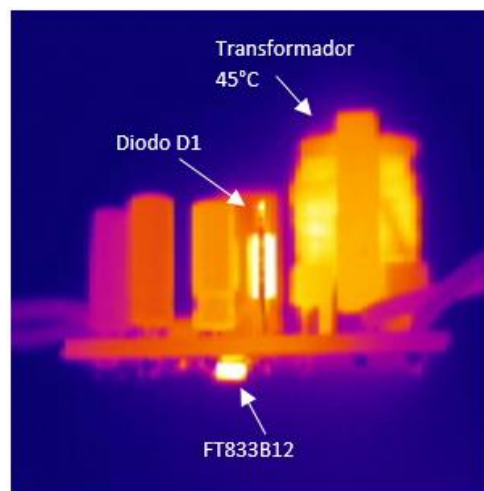


Figura 67. Imagen termográfica de la Vista Lateral del driver diseñado.



Figura 68. Captura de la imagen termográfica del driver diseñado.



7. Conclusiones

Al finalizar este trabajo de titulación se pudo comprobar que una de las características más importantes de los diodos LED para aplicaciones de iluminación es su alta eficiencia y vida útil en comparación a otras tecnologías. Esta característica depende en gran parte de los convertidores de potencia que procesan la energía suministrada al LED, por lo tanto el diseño de convertidores de potencia cobran gran importancia a efectos de alta eficiencia y bajo THDi. Estos elementos deben ser considerados para poder aprovechar las altas prestaciones asociadas a los diodos LEDs.

Después de analizar todas las topologías presentadas en este trabajo de titulación se concluye que, los convertidores de potencia aislados presentan mayores beneficios que los convertidores no aislados debido a su transformador, el cual brinda mayor seguridad al tener una referencia distinta al de la señal de entrada y además permite manejar un mayor rango de voltajes de salida sin depender de su alimentación.

Por los antecedentes que se presentan en esta investigación, sin duda la mejor topología del convertidor para una luminaria LED de 6 W, es el Flyback operando en MCD, por las razones de ser una topología de bajo costo, simple y relativa facilidad de implementación; además de que esta topología es idónea para aplicaciones de baja potencia.

La corriente y voltaje de salida son factores importantes para el dimensionamiento y selección de los componentes del convertidor Flyback en MCD. Siendo el transformador uno de los componentes esenciales del convertidor, ya que su diseño depende del material del núcleo utilizado, de la frecuencia de conmutación, el número de vueltas de sus bobinados y de su inductancia magnetizante.

En relación a la implementación del driver LED con el circuito integrado FT833B12, es importante destacar que este integrado es sensible a las variaciones de los principales componentes como transformador y resistencia de sensado fundamentalmente, haciendo el desarrollo del driver altamente dependiente de la calidad y precisión de estos elementos para obtener la potencia de salida deseada.

Para el cálculo de las pérdidas del driver diseñado, se consideran las pérdidas por conmutación y por conducción de los elementos semiconductores y de las pérdidas de conducción de los devanados del transformador y de las principales resistencias implementadas en el prototipo del driver.



De esta manera se obtiene una diferencia mínima del 0.74% entre la eficiencia teórica y eficiencia simulada y se tiene una diferencia del 1.44% entre la eficiencia teórica y eficiencia experimental. La diferencia entre la eficiencia experimental y la simulada es del 0.7%. Este resultado se puede atribuir a posibles errores de medición y la falta de datos técnicos para un cálculo de pérdidas más exhaustivo, bajo estudios en la bibliografía especializada atribuye a pérdidas importantes a las de tipo magnéticas del transformador, pérdidas que no fueron estimadas en esta investigación por falta de datos técnicos.

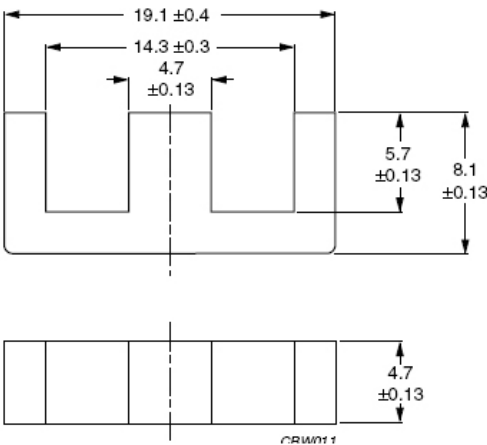
El resultado de las comparaciones entre los 2 drivers comerciales y el driver diseñado fueron muy alentadores. Siendo el driver diseñado 2% más eficiente en comparación con los drivers comerciales. El THD_i de los drivers comerciales supera el 100%, en cambio el driver diseñado reduce este valor a 93.18%; en este aspecto los drivers comparados poseen altos niveles de THD_i . El driver diseñado supera en todas las pruebas a los drivers comerciales.



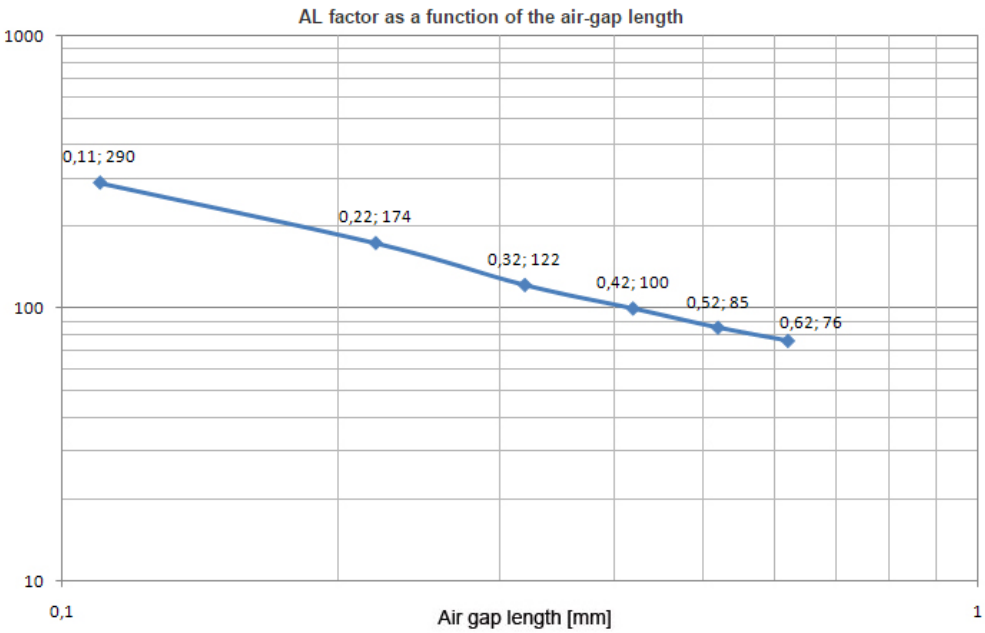
ANEXOS

ANEXO A. Datos Técnicos del Transformador EE19

EE 19/8/5 ferrite cores (material 3F3)



EE19 ferrite cores - properties						
Type	A_L for ungapped core [nH/N ²]	Effective area A_e [mm ²]	Effective length l_e [mm]	Effective volume V_e [mm ³]	Window area W_a [mm ²]	Power handling capability index $W_a A_e$ [mm ⁴]
3F3	1000±25%	22.6	39.9	900	54.7	1236





Universidad de Cuenca

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez

ANEXO B. Pruebas realizadas a drivers led

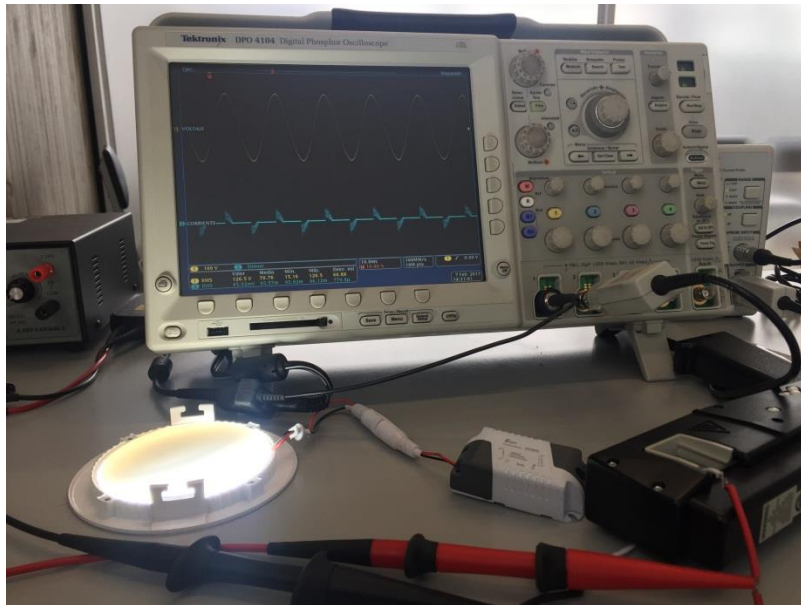


Figura B.1. Medición realizada con driver EILUM.

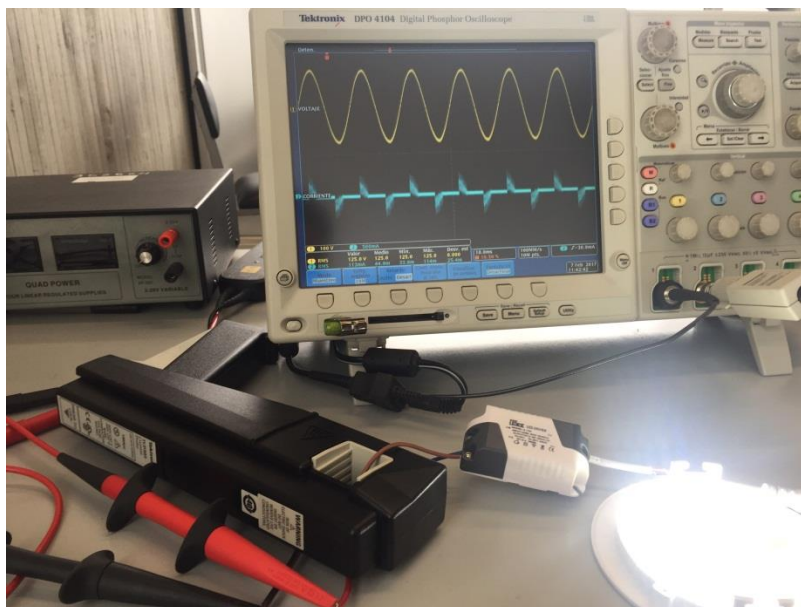


Figura B.2. Medición realizada a driver marca Ledex.

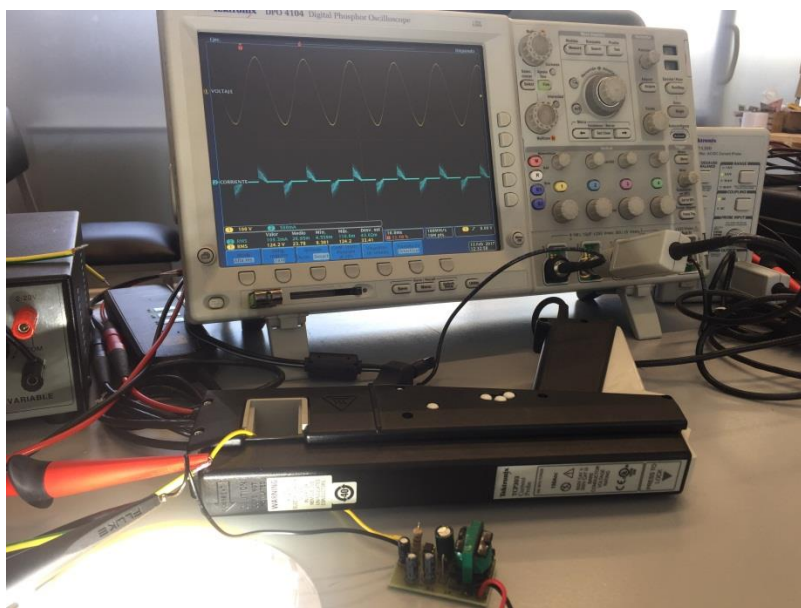


Figura B.3. Medición realizada a driver construido.

ANEXO C. Prototipo Construido

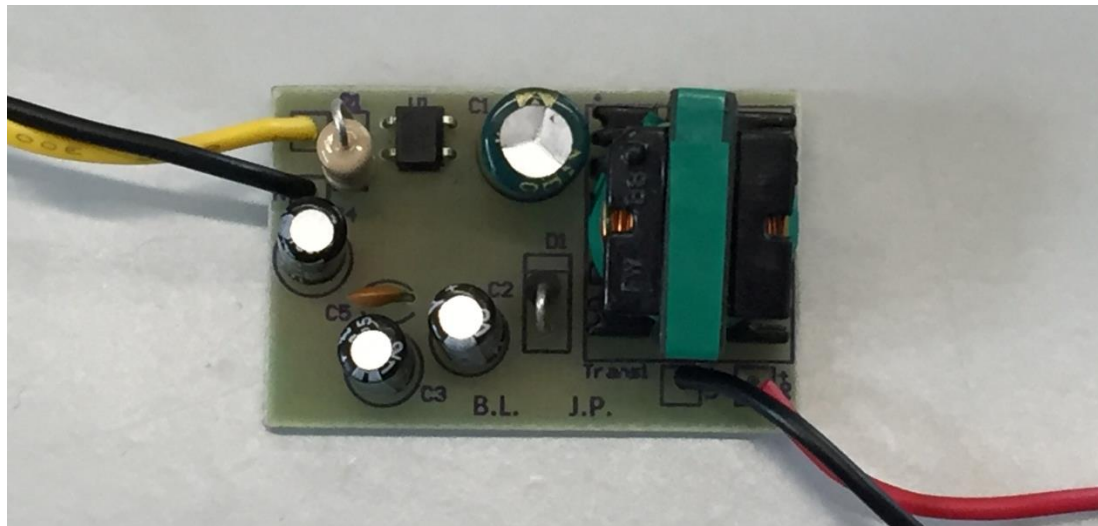


Figura C.1. Cara Superior del Prototipo Final. Vista Superior.



Figura C.2. Cara Superior del Prototipo Final. Vista Lateral.



Figura C.3. Cara Superior del Prototipo Final.

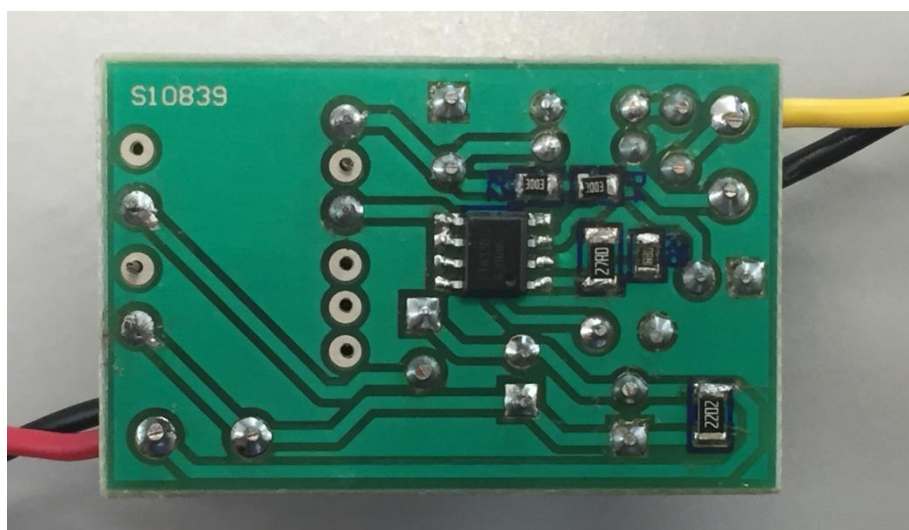


Figura C.4. Cara Inferior del Prototipo Final. Vista Superior.

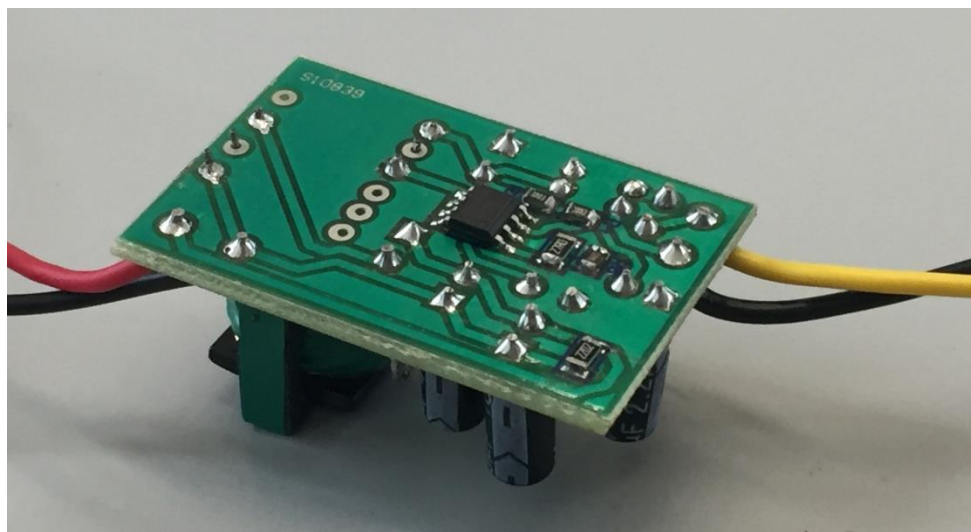


Figura C.5. Cara Inferior del Prototipo Final. Vista Diagonal.



Universidad de Cuenca

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez

ANEXO D. Tabla de cable AWG

Número AWG	Diámetro (mm)	Sección (mm ²)	Número de espiras por cm	Kg por Km	Resistencia (Ω/Km) 100°C	Capacidad (A)	Resistencia (Ω/cm) 20°C
0000	11,86	107,2			0,158	319	2,13E-06
000	10,4	85,3			0,197	240	2,66E-06
00	9,226	67,43			0,252	190	3,40E-06
0	8,252	53,48			0,317	150	4,28E-06
1	7,348	42,41		375	1,4	120	1,89E-05
2	6,544	33,63		295	1,5	96	2,03E-05
3	5,827	26,67		237	1,63	78	2,20E-05
4	5,189	21,15		188	0,8	60	1,08E-05
5	4,621	16,77		149	1,01	48	1,36E-05
6	4,115	13,3		118	1,27	38	1,71E-05
7	3,665	10,55		94	1,7	30	2,30E-05
8	3,264	8,36		74	2,03	24	2,74E-05
9	2,906	6,63		58,9	2,56	19	3,46E-05
10	2,588	5,26		46,8	3,23	15	4,36E-05
11	2,305	4,17		32,1	4,07	12	5,49E-05
12	2,053	3,31		29,4	5,13	9,5	6,93E-05
13	1,828	2,63		23,3	6,49	7,5	8,76E-05
14	1,628	2,08	5,6	18,5	8,17	6	1,10E-04
15	1,45	1,65	6,4	14,7	10,3	4,8	1,39E-04
16	1,291	1,31	7,2	11,6	12,9	3,7	1,74E-04
17	1,15	1,04	8,4	9,26	16,34	32	2,21E-04
18	1,024	0,82	9,2	7,3	20,73	2,5	2,80E-04
19	0,9116	0,65	10,2	5,79	26,15	2	3,53E-04
20	0,8118	0,52	11,6	4,61	32,69	1,6	4,41E-04
21	0,723	0,41	12,8	3,64	41,46	1,2	5,60E-04
22	0,6438	0,33	14,4	2,89	51,5	0,92	6,95E-04
23	0,5733	0,26	16	2,29	56,4	0,73	7,61E-04
24	0,5106	0,2	18	1,82	85	0,58	1,15E-03
25	0,4547	0,16	20	1,44	106,2	0,46	1,43E-03
26	0,4049	0,13	22,8	1,14	130,7	0,37	1,76E-03
27	0,3606	0,1	25,6	0,91	170	0,29	2,30E-03
28	0,3211	0,08	28,4	0,72	212,5	0,23	2,87E-03
29	0,2859	0,064	32,4	0,57	265,6	0,18	3,59E-03
30	0,2546	0,051	35,6	0,45	333,3	0,15	4,50E-03
31	0,2268	0,04	39,8	0,36	425	0,11	5,74E-03
32	0,2019	0,032	44,5	0,28	531,2	0,09	7,17E-03
33	0,1798	0,0254	56	0,23	669,3	0,072	9,04E-03
34	0,1601	0,0201	56	0,18	845,8	0,057	1,14E-02
35	0,1426	0,0159	62,3	0,14	1069	0,045	1,44E-02
36	0,127	0,0127	69	0,1	1338	0,036	1,81E-02
37	0,1131	0,01	78	0,089	1700	0,028	2,30E-02
38	0,1007	0,0079	823	0,07	2152	0,022	2,91E-02
39	0,0897	0,0063	97,5	0,056	2696	0,017	3,64E-02
40	0,0799	0,005	111	0,044	3400	0,014	4,59E-02
41	0,0711	0,004	126,8	0,035	4250	0,01	5,74E-02
42	0,0633	0,0032	138,9	0,028	5312	0,009	7,17E-02
43	0,0564	0,0025	156,4	0,022	6800	0,007	9,18E-02
44	0,0503	0,002	169,7	0,018	8500	0,005	1,15E-01



Universidad de Cuenca

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez

ANEXO E. Medición de luminarias LED en Laboratorio de Micro Red de la Universidad de Cuenca



Figura E.1. Medición Realizada a LEDs de Alta Potencia.

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez



Universidad de Cuenca

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez

ANEXO F. Prototipos Realizados Antes del Final

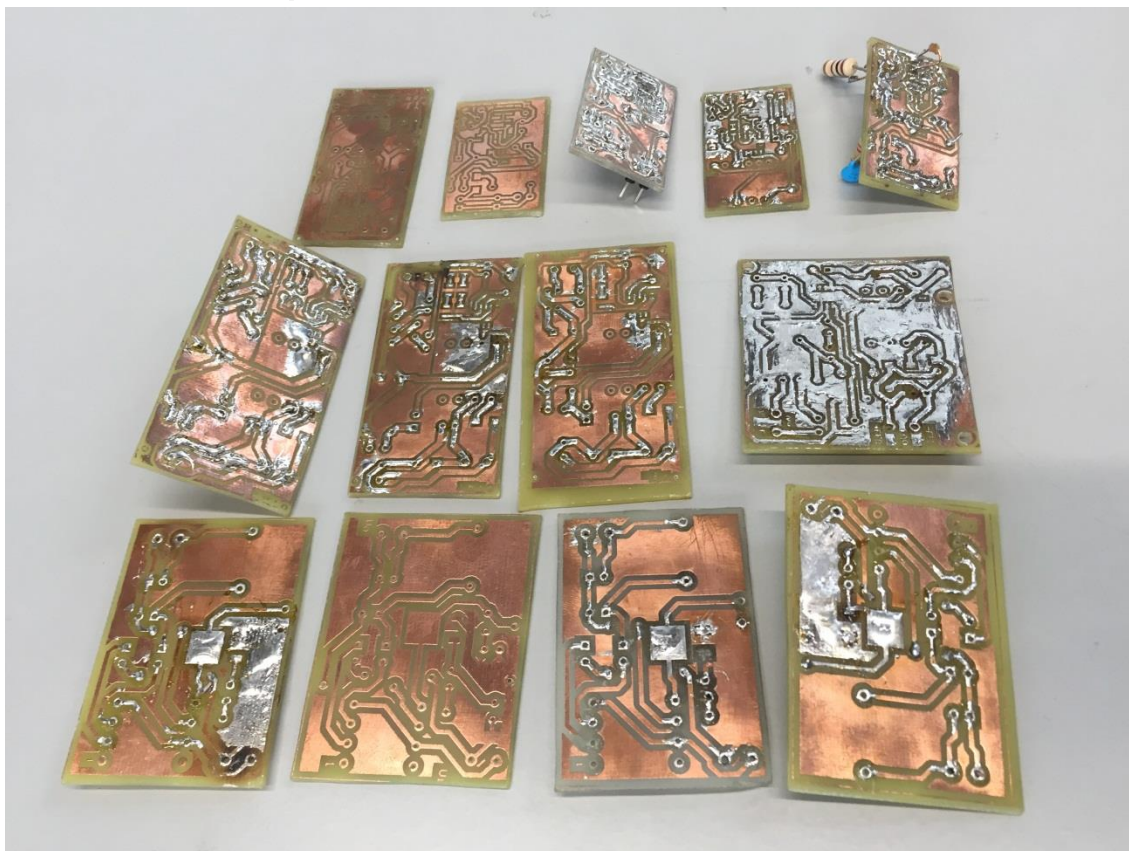


Figura F.1. Diferentes Placas Realizadas Antes del Prototipo Final.

Diferentes Tipos de Transformadores Construidos

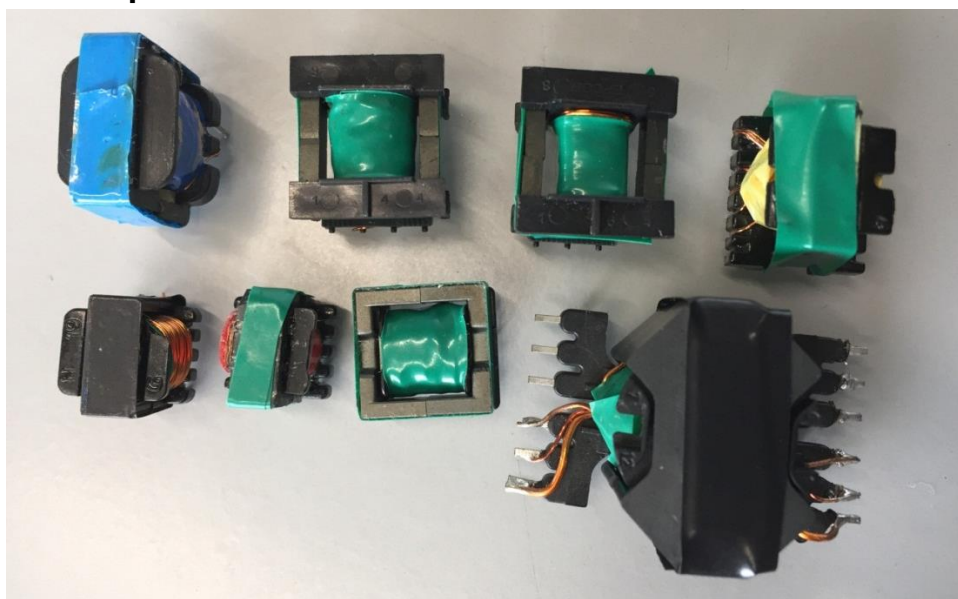


Figura F.2. Diferentes Transformadores Construidos. Vista Superior.

Brian Andrés Loza Ortega
Edgar Josué Pacheco Chérrez



Figura F.3. Cara Superior de Diferentes Transformadores Construidos. Vista Diagonal.



Figura F.4. Cara Inferior de Diferentes Transformadores Construidos. Vista Diagonal.

ANEXO G. Análisis de costo estimado

Para el costo estimado se procede a sacar los precios de todos los materiales a utilizarse, se pretende estimar el costo unitario de un driver al construir 1000 unidades para esto se investigó el costo de los materiales en una página china Alibaba.com que vende componentes al por mayor y su resultado de presenta en la Tabla 14.

Materiales	Cantidad	Precio unitario al comprar 1000
Resistencia 1Ω 1W	1	0,003
Resistencia de 300KΩ 1/8W	2	0,006
Resistencia de 22KΩ 1/4W	1	0,003
Resistencia de 1.8Ω 1/4W	1	0,003
Resistencia de 27Ω 1/4W	1	0,003
Puente de diodos MB10	1	0,1
Condensador electrolítico de 4.7μF/400V	1	0,0276
Condensador electrolítico de 2.2μF/25V	1	0,0046
Condensador electrolítico de 4.7μF/50V	1	0,0184
Condensador electrolítico de 10μF/25V	1	0,021
Condensador cerámico de 100pF/25V	1	0,07
Transformador EE19 núcleo 3F3	1	0,39
Circuito integrado FT833B12	1	0,2472
Diodo MUR1100E	1	0,2
Elaboración de las placas	1	1
Precio unitario al construir 1000 unidades		2,0968

Tabla 14. Estimación de Costos al construir 1000 unidades. Precios referenciales de www.alibaba.com

De igual manera se procede a realizar la estimación de costos en una página de Estados Unidos como es Digikey.com y sus resultados se presentan en la Tabla 15.

Materiales	Cantidad	Precio unitario al comprar 1000
Resistencia 1Ω 1W	1	0,0405
Resistencia de 300KΩ 1/8W SMD	2	0,00689
Resistencia de 22KΩ 1/4W SMD	1	0,0053
Resistencia de 1.8Ω 1/4W SMD	1	0,00851
Resistencia de 27Ω 1/4W SMD	1	0,0053
Puente de diodos MB10	1	0,1168
Condensador electrolítico de 4.7μF/400V	1	0,17153
Condensador electrolítico de 2.2μF/25V	1	0,187
Condensador electrolítico de 4.7μF/50V	1	0,05582
Condensador electrolítico de 10μF/25V	1	0,06134
Condensador cerámico de 100pF/25V	1	0,07581
Transformador EE19 núcleo 3F3	1	0,39
Circuito integrado FT833B12	1	0,2472
Diodo MUR1100E	1	0,19176
Realización de Placas		1
TOTAL		2,56376

Tabla 15. Estimación de Costos al construir 1000 unidades. Precios referenciales de www.digikey.com

La Tabla 14 y Tabla 15 presentan los valores únicamente de los materiales a utilizarse en la construcción del driver sin tomar en cuenta el valor de mano de obra. De los resultados de las tablas anteriores se tiene que lo más caro de la elaboración de los drivers es la realización de las placas que es aproximadamente el 50% del valor total de un driver, esto se debe a que no se cuentan con máquinas propias que realicen este trabajo. Comparando la estimación de costos de la Tabla 14 y Tabla 15 se obtiene que los precios referenciales de www.alibaba.com representaran un ahorro de \$0.46696 en relación con los precios de referenciales de www.digikey.com. Los precios de los drivers comerciales utilizados para la fecha de realización de este trabajo de titulación son de: Ledex de \$5.73 y Eilum de \$6.



Bibliografía

- [1] N. Mohan, T.M. Undeland, W. P. Robbins, 2009, “Electrónica de Potencia Convertidores, aplicaciones y diseño”, 3ª edición, McGraw Hill, DF México - México, 772 págs.
- [2] M. H. Rashid, 2004, “Electrónica de Potencia Circuitos, dispositivos y aplicaciones”, 3ª edición, Pearson Education, DF México - México, 904 págs.
- [3] G. Sanfelín, E. Amorós, A. García, 1998, “Conversores conmutados: Circuitos de Potencia y Control”, 1ª edición, Universidad politécnica de Valencia, libro docente, Valencia – España, 263 págs.
- [4] J. Castro, 2004, “Desarrollo teórico experimental de un Nuevo convertidor aislado CC-CC, con dos forma de procesar energía”, 152 págs., Pontifica Universidad Católica de Valparaíso, Valparaíso - Chile, trabajo de titulación de Ingeniero Civil Eléctrico.
- [5] M. González Valencia and A. Alzate, “Diseño estático de un convertidor DC/DC reductor-elevador bidireccional,” Tecnura, vol. 14, pp. 7 – 14, 06 2010.
- [6] V. Bolaños, 2009, “Diseño y construcción de un Sistema de alimentación para LEDs de potencia utilizando el convertidor CD/CD tipo Flyback”, 94 págs., Universidad Tecnológica de la Mixteca, Oaxaca - México, trabajo de titulación de Ingeniero en Electrónica.
- [7] “Luminarias LED: soluciones de iluminación energética eficientes y con estilo” OSRAM [En línea]. Disponible en: http://www.osram.es/osram_es/noticias-y-conocimiento/led-home/conocimiento-profesional/tecnologias/luminarias-led/index.jsp [Último acceso: 17 Febrero 2017].
- [8] “Tipos de luminarias LED” [En línea]. Disponible en: <http://www.tecnicasei.com/tipos-de-luminarias-led/> [Último acceso: 20 Diciembre 2016].
- [9] T. Alunpipatthanachai, S. Bhatranand, and C. Jeraputra, “Design of a single stage PFC led driver with a leakage energy recycling circuit,” in 2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), pp. 1-6, June 2016.
- [10] S. W. Lee and H. L. Do, “A single-switch AC-DC LED driver based on Boost-Flyback PFC converter with lossless Snubber,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, pp. 1375 – 1384, Feb 2017.
- [11] E. Chang, 2015 “Auditoría energética eléctrica de un edificio público”, 5 págs., Escuela Superior Politécnica del Litoral (ESPOL), Guayaquil – Ecuador. Disponible en:



- <http://www.dspace.espol.edu.ec/xmlui/handle/123456789/31272> [Último acceso: 16 Febrero 2017].
- [12] Infineon, 2010, "Power Factor Correction", 47 págs., reporte técnico.
- [13] J. Gómez, 2012, "Herramienta para el diseño de convertidores CC-CC: Forward y Flyback", 97 págs., Universidad Carlos III de Madrid, Madrid – España, trabajo de titulación de Ingeniería Técnica Electrónica Industrial.
- [14] G. Magaz, 2015, "Estudio de un control de corriente a frecuencia ajustada por feedforward para convertidores conmutados", 269 págs., Universidad Rovira I Virgili, Tarragona – España, trabajo de titulación doctoral.
- [15] Y. Vázquez, 2011, "Modelo y diseño del control de un convertidor elevador con control en modo de corriente pico", 154 págs., Universidad Carlos III Madrid, Madrid – España, trabajo de titulación de Ingeniería Técnica Electrónica Industrial.
- [16] Allan A. Saliva, 2013, Design Guide for Off-line Fixed Frequency DCM Flyback Converter, Infineon Technologies North America (IFNA) Corp, 16 págs.
- [17] Keeping Steven, 01-10-2014, Voltage- and Current-Mode Control for PWM Signal Generation in DC-to-DC Switching Regulators, <https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2014/oct/voltage-and-current-mode-control-for-pwm-signal-generation-in-dc-to-dc-switching-regulators>.
- [18] B. Poorali and E. Adib, "Analysis of the Integrated SEPIC-Flyback Converter as a Single-Stage Single-Switch Power-Factor-Correction LED Driver," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3562-3570, June 2016.
- [19] C. Chen, H. Gao, Y. Leng, J. Xi, L. He and K. Sun, "A constant current LED driver based on Flyback structure with novel primary side control," *2015 International SoC Design Conference (ISOCC)*, Gyungju, 2015, pp. 119-120.
- [20] Zhenbao Xu, Yang Shen, Lingai Su, Liang Chen, Shangzhong Jin and Zhanchun Zhou, "A design method of Flyback LED driver power supply transformer," *2013 10th China International Forum on Solid State Lighting (ChinaSSL)*, Beijing, 2013, pp. 267-269.
- [21] M. S. Nazarudin, M. A. A. Rahim, Z. Aspar, A. Yahya and T. R. Selvaduray, "A Flyback SMPS LED driver for lighting application," *2015 10th Asian Control Conference (ASCC)*, Kota Kinabalu, 2015, pp. 1-5.
- [22] S. W. Lee and H. L. Do, "A Single-Switch AC–DC LED Driver Based on a Boost-Flyback PFC Converter With Lossless Snubber," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 2, pp. 1375-1384, Feb. 2017.



- [23] P. S. Almeida, J. M. Jorge, D. Botelho, D. P. Pinto and H. A. C. Braga, "Proposal of a low-cost LED driver for a multistring street lighting luminaire," *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal, QC, 2012, pp. 4586-4590.
- [24] L. G. González, P. Vanegas, R. Sempertegui and O. Carranza, "Peak control current in boundary conduction mode and discontinuous conduction mode for inverter with Flyback topology," *2015 IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA)*, Bogota, 2015, pp. 1-6.
- [25] G. G. Pereira, M. F. de Melo, M. A. Dalla Costa and J. M. Alonso, "High-power-factor LED driver based on input current shaper using a Flyback converter," *2015 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Addison, TX, 2015, pp. 1-6.
- [26] STMicroelectronics, 2012, TN0023 Technical note, Discontinuous Flyback transformer description and design parameters, pp 1-7.
- [27] Billings Kelth, 2003, Designing Flyback Transformer for Discontinuous Mode, DKB Power Inc, Ontario Canada, pp 42-49.
- [28] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2003, Application Note AN4140, Transformer Design Consideration for Offline Flyback Converters Using Fairchild Power Switch (FPS), pp 1-12.
- [29] FMD, 2013, FT833xxx High Precision PSR Constant Current LED Driver, pp 1-12.
- [30] J. A. Suarez, G. di Mauro, D. Anaut and C. Aguero, "Analysis of the Harmonic Distortion and the Effects of Attenuation and Diversity in Residential Areas," in *IEEE Latin America Transactions*, vol. 3, no. 5, pp. 53-59, Dec. 2005.
- [31] Instituto Nacional de Eficiencia Energética y Energías Renovables INER, Eficiencia Energética con luminarias Led http://www.iner.gob.ec/wp-content/uploads/downloads/2013/05/06_02_LED_AP_EEP_Guayaquil1.pdf, 2013.
- [32] Barroso A., Dupuis P., Alonso C., Jammes B., Segulier L. and Zissis G., "A characterization framework to optimize LED luminaire's luminous efficacy," *Industry Applications Society Annual Meeting, 2015 IEEE*, Addison, TX, 2015, pp. 1-8.
- [33] Y. Wang, J. M. Alonso, and X. Ruan, "A review of led drivers and related technologies," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1, 2017.
- [34] I. Barbi, and C. Arboy, 2006, "Analysis and design of a Forward Converter," pp. 1-56, Federal University of Santa Catarina, Florianópolis, Brazil, technical report.
- [35] A. Fawaz, "Power Factor Correction," Senior Application Engineer, Infineon Technologies, pp. 1-47, November, 2010.